ББК 32.884.19
В80

Составитель *В. Г. Борисов*

Рецензент *Е. А. Карнаухов*

Редактор *В. А. Данилов*

Художник *В. А. Клочков*

В помощь радиолюбителю: Сборник. Вып. 115/
В80 Сост. В. Г. Борисов.— М.: Патриот, 1992.— 80 с., ил.

Приведены любительские конструкции различных приборов для использования в народном хозяйстве и в быту. Даются их принципиальные схемы и методики настройки.

Для широкого круга радиолюбителей.

В $\frac{2300000000-053}{072(02)-92}$ 7—92

ББК 32.884.19
6Ф2.9

ДЛЯ НАРОДНОГО ХОЗЯЙСТВА

ИНДИКАТОР РАДИАЦИОННОЙ ОПАСНОСТИ

В. Кубышкин

Индикатор радиационной опасности (ИРО) предназначен для сигнализации превышения естественного радиационного фона, загрязнения помещений, продуктов питания радионуклидами путем увеличения частоты вспышек неоновой лампы. Предполагается, что описываемый здесь ИРО будет использоваться внутри помещений, поэтому рассчитан на питание от сети переменного тока напряжением 220 В.

Прибор реагирует на естественный радиационный фон, что очень удобно для проверки его работоспособности.

Принципиальная схема индикатора показана на рис. 1. Для получения рабочего напряжения ионизационного датчика BD1 используется двухполупериодный выпрямитель с удвоением напряжения, собранный на диодах VD1, VD2 и конденсаторах C1, C2. Ионизационный датчик подключен к выходу выпрямителя через резистор R2. Резисторы R1, R3, R4 образуют делитель напряжения для задания режима работы транзистора VT1.

В ИРО для простоты нет стабилизатора питающего напряжения, что оправдывает себя при изменении сетевого напряжения в пределах 186...240 В.

При наличии ионизирующего излучения импульсы с датчика BD1 поступают на базу транзистора VT1 и усиливаются им. В коллекторную цепь транзистора VT1 включена неоновая лампа HG1, которая вспыхивает при каждом импульсе с датчика. Конденсатор C1 типа МБМ, C2 типа К73 или любой другой на номинальное напряжение 400...630 В, резисторы МЛТ 0,5; транзистор VT1 серии КТ605 с буквенными индексами А, Б.

Индикатор HG1 может быть ИН-6 или ТН-02.

Датчик BD1 типа СБМ-20. Подойдут также датчики

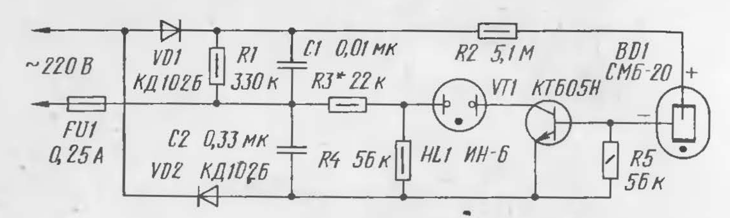


Рис. 1. Принципиальная схема индикатора

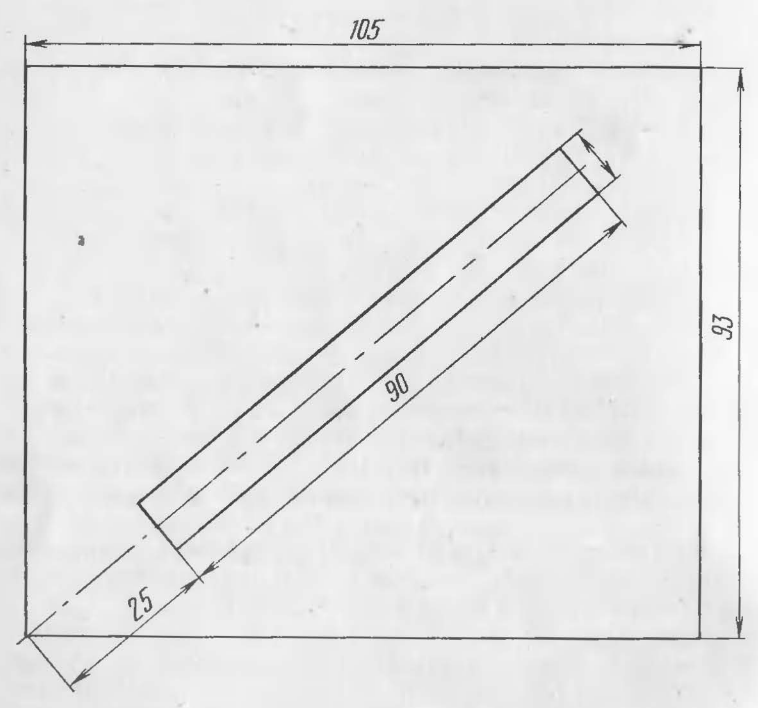


Рис. 2. Лицевая стенка корпуса

СТС-5, СБМ-10 (необходимо соответствующее крепление).

Детали индикатора смонтированы в пластмассовом корпусе, который можно склеить из полистирола толщиной 1...1,5 мм.

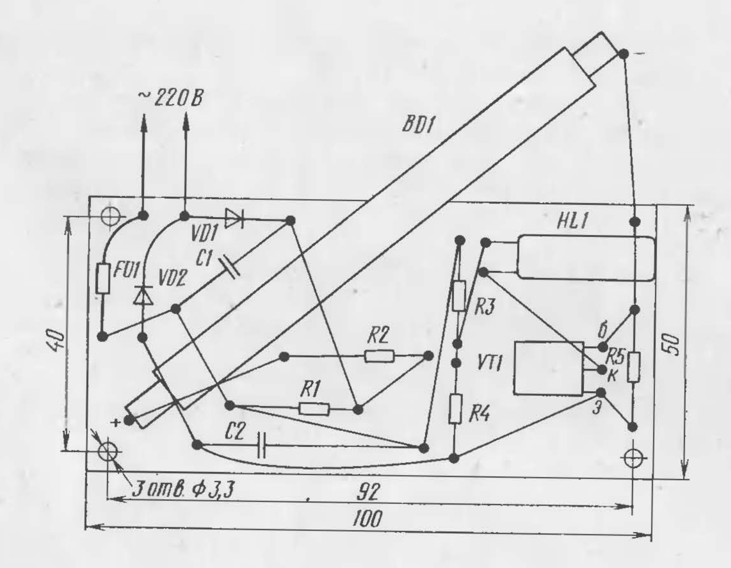


Рис. 3. Монтаж деталей на плате

Напротив датчика в лицевой стенке корпуса имеется прямоугольное отверстие (рис. 2), закрываемое пластинкой из полиэтилена толщиной 0,3...0,5 мм.

Против торца неоновой лампы в боковой стенке корпуса просверлено отверстие диаметром 5...7 мм.

Монтаж индикатора (рис. 3) объемный, выполняют на шпильках из луженого провода или на пистонах.

Датчик крепят на отрезках провода диаметром 1...1,5 мм. Аналогично монтируют и плавкий предохранитель FU1.

К электросети индикатор подключают с помощью двухжильного провода с штепсельной вилкой на конце.

Налаживание индикатора сводится к подбору резистора R3 в пределах 10...30 кОм, чтобы вспышки неоновой лампы были заметными. Работоспособность ИРО определяют по отдельным вспышкам неоновой лампы, что свидетельствует о естественном радиационном фоне. Фоновая активность датчиков СБМ-20 $N_ф = 20-25$ имп/мин.

При наличии радионуклидов в исследуемом объекте

частота вспышек неоновой лампы увеличивается пропорционально интенсивности излучения.

Особо следует обратить внимание на соблюдение правил безопасности при изготовлении, налаживании и эксплуатации ИРО. Для монтажа следует применять проводники с надежной изоляцией, а все работы по ремонту и налаживанию проводить после отключения ИРО от сети.

В заключение следует отметить некоторое неудобство работы с ИРО при ярком освещении. Устранить этот недостаток можно путем использования высокоомных головных телефонов (например, ТОН-1), включенных последовательно с неоновой лампой HG1. В этом случае каждый импульс датчика будет сопровождаться щелчком.

ИЗМЕРЕНИЯ

ГРАФИЧЕСКИЙ ГЕНЕРАТОР С ЦИФРОВОЙ ИНДИКАЦИЕЙ ЧАСТОТЫ

А. Ноздрачев

На конкурсе «Радио» — радиолюбителям! Радиолюбители — «Радио», проведенном журналом «Радио» в 1990—1991 годах, Ноздрачеву Андрею Тимофеевичу (г. Кемерово) за разработку графического генератора с цифровой индикацией частоты присуждена третья премия.

В радиолюбительской лаборатории генераторы сигналов по праву занимают одно из главных мест. Однако форма сигналов, выдаваемых ими, не слишком разнообразна. В лучшем случае — в функциональных генераторах — сигнал имеет синусоидальную, треугольную или прямоугольную форму, причем для прямоугольных сигналов скважность импульсов равна двум, а для синусоидальной формы простые генераторы обычно имеют заметный коэффициент гармоник. Описанные в литературе генераторы прямоугольных импульсов [1] хотя и имеют регулировку скважности, однако не позволяют выдавать одиночные импульсы или их пачки. Известны также генераторы пилообразных и трапецеидальных импульсов, а также генераторы, формирующие выходной сигнал методом синтеза [2, 3]. Для более же «тонких» работ с современной аппаратурой желателен генератор, форма сигналов которого может изменяться произвольным образом, а также имеющий возможность выдавать одиночные импульсы произвольной формы или пачки импульсов. Таким требованиям отвечает описываемый здесь графический генератор.

Предлагаемый генератор (рис. 1) выдает однократные и периодические сигналы, форма которых может изменяться произвольно. Он оснащен встроенным частотомером.

Прибор способен выдавать синусоидальное и треуголь-

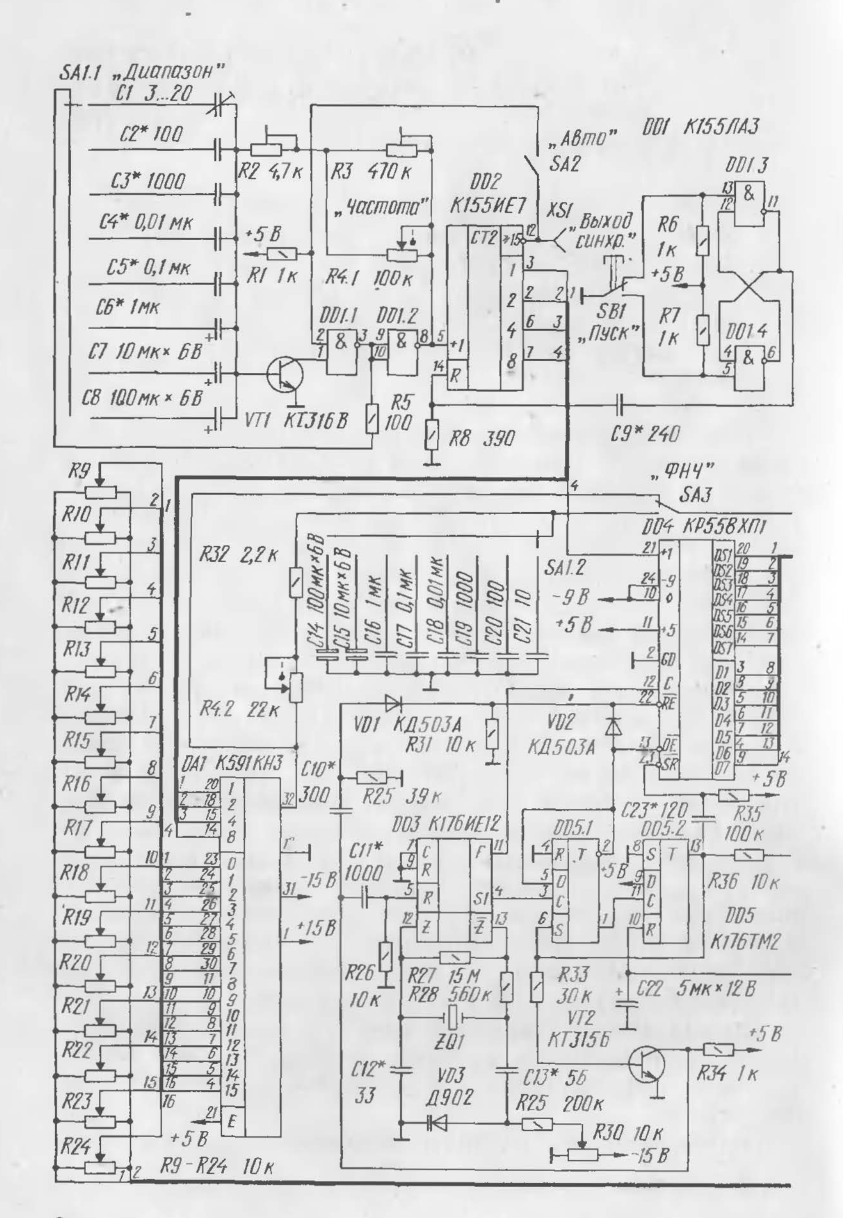


Рис. 1. Принципиальная схема графического генератора

ное напряжения с искажениями, не превышающими, а зачастую и меньшими, чем в ранее описанных функциональных генераторах при установке на выходе обычного RC-фильтра. Даже при простом RC-фильтре на выходе можно получить сигналы параболической, S-образной или другой формы.

Техническая характеристика прибора

Частота генерируемых сигналов, Гц	$6\cdot10^{-3}...3\cdot10^{5}$
Длительность генерируемых импульсов, с	$2\cdot10^{-7}...150$
Нестабильность периода сигнала при изменении напряжения питания на 10%, %	1,5
Температурная нестабильность, %/°С	0,1
Максимальная амплитуда выходного сигнала, В	±10
Минимальное сопротивление нагрузки, кОм, не менее	2
Рабочая температура термостата, °С	35±2

Весь диапазон частот генерируемых сигналов разбит на восемь поддиапазонов. Выбор поддиапазона осуществляется переключателем SA1. Схема задающего генератора (ЗГ), выполненного на элементах DD1.1, DD1.2 и транзисторе VT1, заимствована из [1]. На самом высокочастотном поддиапазоне перекрытие по частоте пятикратное, на остальных — не менее чем десятикратное. С выхода ЗГ сигнал поступает на вход адресного счетчика DD2. При разомкнутых контактах переключателя SA2 «Авто» генерируется непрерывная последовательность сигналов. Адреса с выходов счетчика DD2 поступают на входы 1, 2, 4 и 8 коммутатора напряжения DA1, который в зависимости от поступившего на него адреса выбирает соответствующий этому адресу движок переменного резистора (R9 — R24), а в соответствии с положением его движка на выход коммутатора будет подано напряжение, значение которого пропорционально этому положению. Поэтому при выборе ручками управления на панели переменных резисторов некоторой формы сигнала коммутатор поочередно будет отслеживать все точки с частотой ЗГ, а на выходе микросхемы DA1 (вывод 32) частота сигнала будет в 16 раз меньше частоты ЗГ при наборе на панели движковых резисторов одного периода сигнала.

Встроенный частотомер всегда индуцирует частоту, меньшую тактовой в 16 раз. В случае если на панели

движковых резисторов набрано несколько периодов выходного сигнала, индуцируемая частота будет отличаться от частоты выходного сигнала.

Для синхронизации внешних приборов можно использовать ТТЛ-сигнал, снимаемый с выхода переполнения счетчика DD2 — начало цикла генерации совпадает с положительным перепадом импульса на выводе 12 этого счетчика, а значит, и на гнезде XS1 «Вых. синхр.».

При замыкании контактов переключателя SA2 сигнал переполнения с выхода счетчика DD2 поступает на стробирующий вход (вывод 2DD1.1) ЗГ, в результате чего генератор останавливается и остается в таком состоянии либо до размыкания контактов переключателя SA2, либо до поступления на R-вход счетчика DD2 импульса, источником которого служит RS-триггер, собранный на логических элементах DD1.3, DD1.4. При нажатии на кнопку SB1 «Пуск» с дифференцирующей цепочки C9R8 на R-вход счетчика DD2 поступает короткий положительный импульс, вследствие чего на его выходе переполнения устанавливается уровень логической 1, разрешающий работу ЗГ. После же выдачи 15 импульсов ЗГ вновь останавливается, а коммутатор выбирает движок резистора R24 — последнего на панели движковых резисторов. Постоянная времени цепи C9R8 должна быть такой, чтобы, с одной стороны, не увеличивать заметно длительность нахождения счетчика в нулевом состоянии, так как она складывается с периодом импульса ЗГ, иначе длительность выдачи сигнала с движка резистора R9 будет заметно превосходить по длительности сигналы с остальных движковых резисторов (за исключением резистора R24, так как в режиме «останова» прибор может находиться неограниченно долго). С другой стороны, постоянная времени C9R8 не должна приводить к формированию паразитного импульса на суммирующем входе счетчика, так как импульс с выхода переполнения счетчика DD2, проходя через инверторы DD1.1, DD1.2, мог бы поступить на вход счетчика, поэтому счетчик необходимо удержать в нулевом состоянии на время порядка 50 нс.

С выхода коммутатора DA1 синтезированный сигнал поступает в зависимости от положения переключателя SA3 либо на фильтр нижних частот (ФНЧ), собранный на элементах R4.2, R32, C14...C21, либо, минуя его, сразу на составной эмиттерный повторитель VT3, VT4, а за-

тем через выходной делитель R48...R50 на гнездо XS2 «Выход» прибора.

Резисторы R45, R46 предназначены для создания начального смещения на базах транзисторов VT3, VT4, а конденсаторы C24, C25 служат для коррекции фронтов импульсов (положительных и отрицательных), из которых синтезируется выходной сигнал.

При формировании сигналов методом синтеза в них могут отсутствовать низшие гармоники. В частности, для синусоидального сигнала при формировании его по 16 точкам синтезированный сигнал будет иметь ближайшую гармонику с номером 15, а с более низкими номерами (не считая первой) гармоники будут отсутствовать [5].

Довольно легко отфильтровать такой сигнал простейшими методами (правда, для этого требуются точные значения амплитуд сигнала в точках синтеза). Если же сигнал негармонический, то фильтрация (по крайней мере, сигнала с тактовой частотой) может быть затруднена, но если требуемый сигнал имеет достаточно простую форму (например, параболическую), то удается достаточно сгладить сигнал, не применяя для фильтрации тактовой частоты сложные фильтры высоких порядков.

Если не учитывать температурную и временную нестабильность переходного контакта между движком и токопроводящим слоем в движковом резисторе, то погрешности сопротивлений движковых резисторов, а значит, и точность установки напряжений, подаваемых на входы коммутатора DA1, определяются погрешностями механических перемещений движков. При длине хода движка 60 мм (резистор СП3-23), считая погрешность установки движка 0,6 мм, получаем погрешность сопротивления около 1%. Даже в случае доработки токопроводящего слоя, т. е. приведения в строго линейное соответствие механического перемещения движка сопротивлению движкового резистора (дело довольно кропотливое) из-за неизбежных ошибок в перемещении движков (влияют и люфты перемещения) в выходном синтезированном сигнале гармонической формы даже при подавлении 15-й гармоники на 60 дБ уровень нелинейных искажений не удается сделать менее 1%. Практически этот уровень составляет 2...3%. Лучшими характеристиками обладают многообразные резисторы

(такие, как применяемые в телевизионных селекторах каналов), однако в случае их применения снижается оперативность работы с прибором при смене форм выходного сигнала.

Из-за несогласованности изменений сопротивления резистора R4.2, входящего в ФНЧ, и частоты, вырабатываемой ЗГ (в средних поддиапазонах кратность изменения частоты превышает 10, на самом высокочастотном поддиапазоне частота ЗГ изменяется в 5 раз, а сумма сопротивлений резисторов R4.2 и R32 — в 10 раз), частота, определяемая срезом ФНЧ, не строго соответствует частоте ЗГ. Это приводит к дополнительным искажениям в выходном сигнале. Для избежания такой рассогласованности, а также ввиду того, что емкости конденсаторов C14 — C21, входящих в ФНЧ, уменьшены по сравнению с расчетными (для гармонических выходных сигналов следовало бы с целью максимального подавления 15-й гармоники выбирать частоты среза ФНЧ близкими к значениям частот ЗГ, деленным на 16) для того, чтобы для сложных форм ФНЧ не слишком бы сглаживал сигнал, можно применить не сдвоенный резистор R4, а раздельные резисторы. Ручки этих резисторов удобно установить соосно и сделать одинакового диаметра (подобные конструкции иногда применяются в бытовой аппаратуре).

Под влиянием простейшего ФНЧ размах выходного сигнала уменьшается, вследствие чего в некоторых случаях становится затруднительно выбрать необходимую амплитуду движками резисторов. Возможно применение встроенного вольтметра среднеквадратических значений (благодаря наличию встроенного частотомера при добавлении выпрямителя и преобразователя напряжение-частота), однако для форм сигнала, отличных от синусоидальной, треугольной или прямоугольной (для которых известны поправочные коэффициенты к определению среднеквадратических значений), неизбежны большие погрешности в измерениях. Одним из выходов может быть применение пикового вольтметра, однако наилучшим для контроля за формой выходного напряжения будет применение осциллографа.

Частотомер прибора собран на микросхемах DD3 — DD5. Микросхема DD3 выполняет функцию кварцевого генератора (КГ) секундных импульсов, триггер DD5.1 делит сигнал КГ на 2 с целью формирования измерительного интервала времени, равного 1 с, триггер

DD5.2 работает как ждущий мультивибратор с регулируемой резистором R38 постоянной времени цепи R37R39C22, задающей длительность времени индикации. Фронт импульса измерительного интервала, поступающего с инверсного выхода DD5.1 на С-вход ждущего мультивибратора, заставляет его сработать и выработать одиночный импульс длительностью от 0,5 до 5 с. Одновременно он сигналом логической 1 на прямом выходе запрещает (по S-входу DD5.1) формирование измерительного интервала на период времени индикации. При окончании импульса ждущего мультивибратора счетчик DD3 сбрасывается в нулевое состояние и начинается формирование следующего измерительного интервала.

Микросхема КР558ХП1 (DD4) представляет собой семиразрядный десятичный счетчик с динамической индикацией на выходе. Для правильного функционирования на него следует подавать кроме сигнала частоты индикации на вывод 12 (в приборе эта частота выбрана равной 1024 Гц) и счетных импульсов на вывод 21 еще и сигналы сброса (вывод 23) и считывания (вывод 22). Кроме того, на период измерительного интервала индикаторы HL1 — HL7 гасятся подачей сигнала уровня логической 1 на вход выборки (вывод 13). Длительность импульса на входе сброса должна быть меньше длительности импульса на входе считывания, которая, в свою очередь, должна быть меньше длительности импульса сброса счетчика DD3.

Кварцевый генератор (микросхема DD3 с резисторами R27 — R29, конденсаторами C12, C13 и варикапом VD3) совместно с терморезистором R42, резистором R55 и стабилитронами VD5, VD6 заключены в небольшой термостат, представляющий собой алюминиевый корпус от фильтра ПЧ лампового радиоприемника, выложенный изнутри слоем пенопласта толщиной 6 мм. Датчиком температуры служит терморезистор R42, следящим узлом — компаратор DA2, а нагревательным элементом — резистор R55. Индикатором включения нагревательного элемента термостата служит светящаяся точка индикатора HL7. Точки индикаторов HL1 и HL4 светятся постоянно (за исключением времени измерительного интервала) и служат для разделения индуцируемого числа на группы по три цифры.

Сдвоенный резистор R52 служит для изменения

опорных напряжений, подаваемых на крайние концы движковых резисторов R9 — R24, в пределах от ±1 до ±10 В, поэтому благодаря этому резистору и переключателю SA4 можно плавно регулировать размах выходного сигнала в пределах от ±10 мВ до ±10 В.

Конструктивно панель движковых резисторов аналогична панелям графических эквалайзеров.

В приборе можно использовать постоянные резисторы МЛТ-0,25, МЛТ-0,125 (мощность рассеяния резистора R55 должна быть не менее 2 Вт), переменные СП3-1б, СП3-30а, СП3-12, СП3-23, конденсаторы К50-6, КТ-1, МБМ, КМ-5, КПК-МП. Диоды КД503А можно заменить любыми другими высокочастотными, например, КД510, КД522. Переключатели могут быть любых типов (П2К, ПД-1, МТ-1, подходящие галетные). Номиналы резисторов R9—24 могут быть от 3 до 47 кОм, причем необязательно, чтобы эти номиналы для всех резисторов R9 — R24 были одинаковы.

Конденсаторы C14 и C15 составлены каждый из двух полярных конденсаторов емкостью по 200 и 20 мкФ соответственно, соединенных последовательно.

При отсутствии сдвоенного резистора R4 с разными номиналами его можно изготовить самостоятельно, взяв токопроводящие пластины из разных резисторов.

Коэффициент $h_{21э}$ транзисторов VT2 — VT4 должен быть не менее 100, остальных — не менее 50. Транзистор VT1 можно заменить на КТ325, КТ368, VT2 — VT4 — на любые высокочастотные.

Вместо микросхемы К591КН3 (DA1) можно применить любой другой подходящий коммутатор (например, две микросхемы К590КН1). При использовании коммутаторов с низким быстродействием форма генерируемых импульсов на самом высокочастотном поддиапазоне может быть искажена. Микросхему КР558ХП1 (DD4) можно заменить любыми другими счетчиками импульсов (изменив при необходимости цепи запуска и сброса), неоднократно описанными в литературе [4].

Переменный резистор R4 по типу функциональной характеристики должен быть группы Б, а движковые резисторы R9 — R24 — линейные группы А. При их отсутствии можно применить резисторы группы В, используя для линеаризации функциональной характеристики следующий прием: между выводами резкого изменения сопротивления и движком резистора включить постоян-

ный резистор такого сопротивления, чтобы при подключении переменного резистора к опорным напряжениям ±10 В в среднем положении движка на нем было нулевое напряжение. Например, для переменного резистора сопротивлением 22 кОм сопротивление линеаризующего резистора должно быть около 5 кОм. При этом, конечно, сопротивление переменного резистора будет изменяться в зависимости от положения его движка. Для каждого переменного резистора сопротивление шунтирующего резистора подбирают индивидуально. Затем движки переменных резисторов перемещают в другие положения и сравнивают соответствие разметки шкалы панели движковых резисторов с напряжениями на их движках. В случае несоответствия напряжений на движках пропорционально их положениям можно снять крышки переменных резисторов и тонким резаком уменьшить ширину токопроводящего слоя в нужных местах.

«Земляные» шины аналоговой и цифровой частей прибора соединяют вместе в общей точке на общем выходе источников питания, а между ними и шиной питания +5 В устанавливают блокирующие керамические конденсаторы емкостью 0,047...0,1 мкФ (на схеме не показаны). Неиспользуемые входы счетчика DD2 следует соединить вместе и подключить через резистор сопротивлением 1 кОм к шине +5 В.

Налаживание прибора начинают с установки пределов изменения частоты ЗГ. Установив переключатель SA1.1 в первое (верхнее по схеме) положение и подключив к выходу элемента DD1.2 внешний частотомер, устанавливают минимальное сопротивление резистора R4.1 и подстраивают резистор R2 так, чтобы частота ЗГ стала равной 5 МГц. Затем переключатель SA1.1 устанавливают в третье (сверху) положение и подбором конденсатора C3 добиваются частоты 100 кГц, после чего движок резистора R4.1 переводят в крайнее правое (по схеме) положение и подстройкой резистора R3 устанавливают частоту, равную 10 кГц. Переводя переключатель SA1 в другие положения, убеждаются в не менее чем десятикратных изменениях частоты в пределах каждого поддиапазона за исключением самого высокочастотного, на котором частота ЗГ должна изменяться в пределах 1...5 МГц. При необходимости подбирают конденсаторы C2 — C8.

Налаживание частотомера сводится в основном к подбору резисторов R40 и R54, определяющих температуру, при которой нагревательный элемент R55 термостата выключается, и значения гистерезиса компаратора DA2 (примерно в диапазоне 2 °С соответственно). Далее, установив движок резистора R30 в среднее положение, подбирают конденсаторы C12 и C13 до получения частоты КГ, равной 32768 Гц (контролируют внешним частотомером на выводе 14 микросхемы DD3). Все проверки производят только после установления в термостате рабочей температуры. Затем вывод 13 микросхемы DD4 отключают на время налаживания от триггера DD5.1 и, подключив его к «заземленному» проводнику питания (для удобства отслеживания процесса счета), подают на счетный вход (вывод 12) микросхемы DD4 с внешнего высокостабильного генератора прямоугольные импульсы частотой 100...400 кГц (при максимальном значении этой частоты скважность импульсов должна быть близка к 2, иначе счетчик DD4 начинает, как правило, «сбоить» или вообще перестает работать). В крайнем случае такой сигнал можно подать с выхода собственного КГ (с вывода 14 микросхемы DD3). Подбирают минимально допустимую емкость конденсатора C23 для надежного сброса счетчика DD4 в нулевое состояние, затем минимально допустимые емкости конденсаторов C10 и C11 подбирают такими, чтобы импульс, продифференцированный цепью C10R25, целиком укладывался по своей длительности в период импульса, проходящего через цепь C11R26. Сброс счетчика DD4 должен произойти во время действия импульса считывания (через диод VD1), а затем уже должен формироваться измерительный интервал (на инверсном выходе триггера DD5.1), разрешающий счет микросхеме DD4 по входу считывания. При выполнении этого условия (разной длительности импульсов) индикаторы должны индицировать частоту, равную частоте внешнего генератора ±1 младшего разряда.

При желании можно изменить время индикации частотомера. Минимальное время индикации определяется емкостью конденсатора C22 и сопротивлением резистора R37, а максимальное — C22 и суммой сопротивлений R37 и R38.

Установив движки нечетных резисторов (R9, R11 — R23) в крайнее положение вверх, а четных (R10,

Р12 — R24) вниз и наблюдая меандр на выходе XS2 прибора (переключатель SA3 ФНЧ должен быть отключен, а движки резистора R52 должны быть в крайнем верхнем по схеме положении), подбирают емкости корректирующих конденсаторов С24, С25 по наилучшей форме меандра — емкость конденсатора С24, корректирующего положительные фронты прямоугольного сигнала, увеличивают до момента появления выброса на положительных фронтах, а емкость С25 — до выброса на спадах меандра.

Далее подбирают стабилитроны VD5, VD6. Их напряжения стабилизации должны быть такими, чтобы на выходе прибора (гнездо XS2) напряжения изменялись от +10 до —10 В («четные» и «нечетные» движки по-прежнему в противоположных положениях, SA4 — в положении 1:1) в верхнем положении движков резистора R52. В небольших пределах эти напряжения можно подогнать изменением рабочего тока стабилитронов в пределах 5...20 мА подбором резисторов R51, R61 (что делают после установления в термостате рабочей температуры). При необходимости стабилитроны VD5, VD6 можно составить из стабилитронов серий КС133 — КС168. Сопротивления резисторов R53, R60 подбирают такими, чтобы в нижнем положении движков резистора R52 на выходном гнезде XS2 напряжения изменялись от +1 до —1 В. Контролировать указанные напряжения лучше регистрирующим прибором с малой погрешностью (например, цифровым вольтметром при низких частотах ЗГ — порядка 0,1...0,2 Гц).

В заключение подбирают минимально допустимую емкость конденсатора С9 при замкнутых контактах переключателя SA2. Для этого переключатель SA1.1 устанавливают в нижнее (по схеме) положение, подключают к выходу коммутатора DA1 осциллограф или другой регистрирующий прибор (например, вольтметр) и, установив движок резистора R9 в одно из крайних положений, а движок R10 в противоположное ему положение, нажимают кнопку SB1 «Пуск». Если при этом коммутатор вначале выбирает резистор R10 (определяют с помощью регистрирующего прибора), значит паразитный импульс успевает прийти на вход счетчика DD2. В этом случае емкость конденсатора С9 увеличивают до тех пор, пока коммутатор надежно не станет выбирать резистор R9. И наоборот, если после нажатия

кнопки SB1 происходит выбор резистора R9, то емкость конденсатора С9 уменьшают до минимально допустимой. Повторно нажимать кнопку SB1 «Пуск» можно в любой момент, не дожидаясь окончания цикла отработки всего периода выходного сигнала.

Для наиболее часто используемых форм выходного сигнала целесообразно иметь шаблоны, изготовленные из картона или тонкой пластмассы. Нижний край шаблонов должен повторять требуемые формы напряжения. Пользоваться ими можно так: установить движки всех движковых резисторов в крайнее верхнее положение, а затем, приложив шаблон к панели движковых резисторов, сдвинуть его вниз, вследствие чего движки всех резисторов переместятся вниз на некоторые расстояния в соответствии с выбранной формой шаблона (т. е. формой выходного сигнала).

При необходимости уменьшить температурную нестабильность ЗГ можно разместить в термостате прибора (вместе с КГ, терморезистором и стабилитронами).

Конструктивно панель движковых резисторов R9 — R24 подключается в приборе через разъем МРН22: 16 его контактов используются для выходов от движков резисторов R9 — R24 и 2 контакта — на подачу опорных напряжений к левым и правым (по схеме) их выводам. Подключая вместо панели к ответной части разъема специально изготовленные сменные платы с резисторными делителями (вместо каждого движкового резистора — делитель напряжения из двух постоянных резисторов), можно при точном подборе сопротивлений этих делителей получить достаточно малые искажения выходного сигнала — для сигнала синусоидальной формы, например, коэффициент гармонических искажений может быть порядка 0,2...0,3% или даже меньше. Резисторы делителей лучше всего применять проволочные (типа МРХ, МВСГ или самодельные из манганинового провода) с целью получения наилучшей температурной и временной стабильности. Хотя через эти резисторы будет протекать только постоянный ток, вследствие неизбежных импульсных наводок намотку резисторов лучше сделать бифилярной или подключить между всеми аналоговыми входами коммутатора DA1 и «землей» блокирующие конденсаторы емкостью 0,1 мкФ. Подобрать значения сопротивлений делителей можно, предварительно произведя расчеты на калькуляторе (раз-

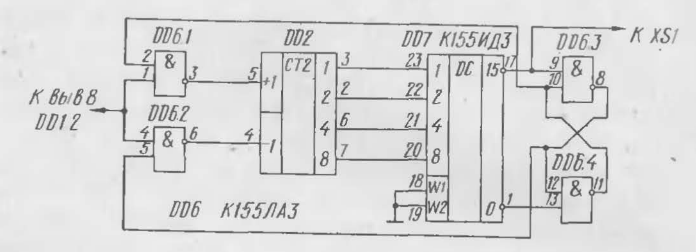


Рис. 2.

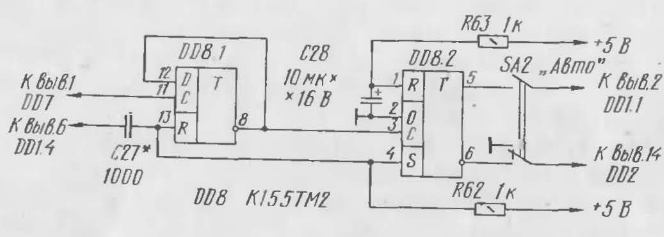


Рис. 3.

делив интервал от 0 до 2π на 16 равных частей) и контролируя сигнал на выходе цифровым вольтметром, причем с целью более глубокого подавления пульсаций с тактовой частотой в выходном сигнале гармонической формы (ФНЧ R42R32S14 — C21 подавляет тактовую частоту не более чем на 30...40 дБ) генератор следует оснастить фильтром нижних частот более высокого порядка (2...4) или, по крайней мере, увеличить емкости всех конденсаторов C14 — C21 в несколько раз.

Еще одним способом минимизации коэффициента гармоник является увеличение числа точек для синтеза выходного сигнала, для чего можно включить адресный счетчик DD2 по схеме рис. 2, когда выходной сигнал формируется за счет прямого и инверсного счета счетчика DD2 не по 16, а по 30 точкам (сначала слева направо по панели движковых резисторов, а затем справа налево, причем крайние точки «пробегаются» по одному разу, а 14 промежуточных — по 2 раза) и выходной сигнал будет симметричен относительно крайней правой точки (т. е. сигнал, например, пилообразной формы формироваться не будет). При прямом счете счетчика DD2

(если RS-триггер DD6.3, DD6.4 закрывает логический элемент DD6.2) сигнал тактовой частоты поступает от ЗГ на суммирующий вход счетчика DD2 через элемент DD6.1. Как только счетчик DD2 «досчитает» до 16, т. е. на всех его выходах появятся уровни логических 1, на выходе 15 дешифратора DD7 появится уровень логического 0, который переключит триггер DD6.3, DD6.4, и работа будет разрешена элементу DD6.2; начнется инверсный счет счетчика DD2, который будет продолжаться до достижения счетчиком DD2 нулевого состояния, вследствие чего дешифратор DD7 своим нулевым выходом (вывод 1) снова переключит триггер DD6.3, DD6.4. Далее процесс будет циклически повторяться. В таком варианте «однократный» режим действовать не будет, а если он все же необходим, то нужно добавить еще одну микросхему, как показано на рис. 3.

В положении переключателя SA2, показанном на рис. 3, работа счетчика DD2 будет происходить так же, как описано выше (для рис. 2). Если же переключатель SA2 перевести в другое положение, то, поскольку триггер DD8.2 после первого же включения питания был «сброшен» благодаря подаче на его R-вход отрицательного импульса, сформированного цепью R63C28, прибор будет находиться в состоянии «останов» (из-за удержания инверсным выходом DD8.2 по R-входу счетчика DD2 в нулевом состоянии) и будет готов к выдаче одного периода сигнала, который также формируется за счет продвижения по панели движковых резисторов слева направо и наоборот. При нажатии на кнопку SB1 «Пуск» узкий отрицательный импульс, формирующийся с выхода DD1.4 цепью C27R62, поступает на R-вход триггера DD8.1 и на S-вход триггера DD8.2, триггер DD8.2 устанавливается в единичное состояние, поэтому на его инверсном выходе появляется уровень логического 0, который разрешает счет по входу R счетчику DD2, а на прямом выходе — уровень логической 1, разрешающий работу ЗГ. Когда счетчик DD2 находился в нулевом состоянии, то дешифратор DD7 переключил своим нулевым выходом триггер DD6.3, DD6.4 (рис. 2) в состояние, обеспечивающее прямой счет счетчику DD2. Затем после прихода на счетчик DD2 от ЗГ первого счетного импульса (который формируется только после отработки полного периода частоты ЗГ) на нулевом выходе DD7 появится уровень логической 1, который

переключит по входу C триггер DD8.1 (включенный в режиме деления частоты), а так как он после нажатия кнопки SB1 «Пуск» был по R-входу сброшен, то теперь он переключится и на его инверсном выходе (вывод 8) появится уровень логического 0, поступающий на C-вход триггера DD8.2. Далее процесс будет происходить так же, как и в предыдущем варианте (слева направо и наоборот) до тех пор, пока при инверсном счете счетчик DD2 не установится в нулевое состояние. Как только это произойдет, на нулевом выходе DD7 опять появится уровень логического 0, который снова переключит триггер DD8.1 и поэтому в триггер DD8.2 по входу C запишется сигнал с его входа D, всегда равный 0. Триггер DD8.2 сбрасывается и своим инверсным выходом запрещает по входу R дальнейший счет счетчику DD2, причем триггер DD6.3, DD6.4 подготавливает прямой счет счетчику DD2. При нажатии на кнопку SB1 «Пуск» процесс повторится снова: будут отработаны циклы «вперед» и «назад» — и прибор останавливается в нулевом состоянии счетчика DD2 (коммутатор DA1 будет выбирать движковый резистор R9).

Может оказаться полезным введение в прибор счетчика периодов синтезируемого сигнала путем добавления двух счетчиков, логического элемента «8И-НЕ» и восьми переключателей (или перемычек), как показано на рис. 4. В таком варианте при замкнутых контактах переключателя SA2 можно получать до 255 периодов сигнала на выходном гнезде XS2. Число этих периодов определяется комбинациями положений переключателей SA5 — SA12, задающих число периодов в прямом двоичном коде (SA5 — младший разряд, SA12 — старший). Как только на всех входах логического элемента DD11 появятся уровни логических 1, элемент DD11 своим выходом запретит работу ЗГ и прибор перейдет в режим «останов».

Размах сигнала, генерируемого прибором, можно повысить до 40 В (вместо 20 В) простым увеличением опорных напряжений (для микросхемы К591КН3 максимальное коммутируемое напряжение составляет ±20 В). В этом случае напряжения, питающие повторитель VT3, VT4, следует повысить до ±25 В.

Прибор может быть использован и в качестве коммутатора внешних аналоговых сигналов. Задающий генератор в этом режиме не используется, а счетчик DD2

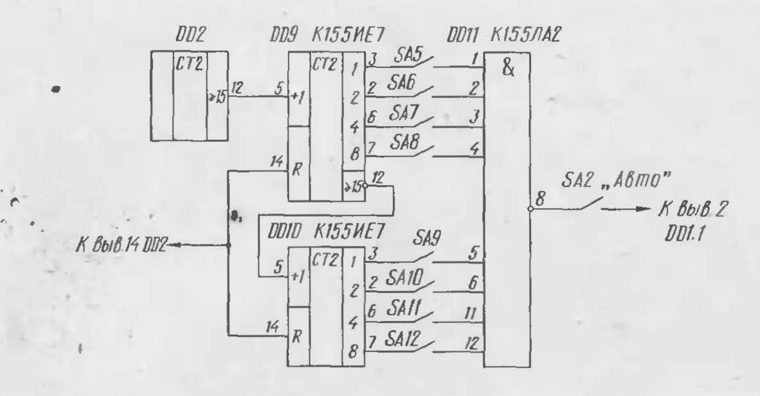


Рис. 4. Счетчик периодов синтезируемого сигнала

служит для записи номеров, подлежащих коммутации сигналов (на D-входах счетчика выставляется код номера, а по отрицательному перепаду напряжения на C-входе, вывод 11, входной код поступает на выход — к коммутатору DA1), т. е. счетчик DD2 в этом режиме используется как регистр памяти из тактируемых D-триггеров. Если левые (по схеме) выводы движковых резисторов подключить к соответствующим входным гнездам, а правые — к «земле», то сами движковые резисторы теперь могут выполнять роль регуляторов входных сигналов, подаваемых на входные гнезда. В случае применения линейных движковых резисторов разница амплитуд этих сигналов не должна быть слишком большой (диапазон регулирования входных сигналов 40 дБ), а при применении нелинейных движковых резисторов (функциональная характеристика типа В) следует отключить шунтирующие линеаризующие резисторы (тогда диапазон регулировки увеличивается до 60 дБ).

Если на вывод 32 микросхемы DA1 (который можно считать и входом) подавать извне некоторые сигналы, то при установке движков резисторов R9 — R24 в левое (по схеме) положение с 16 входных гнезд (которые теперь следует считать выходными) становится возможным коммутировать эти сигналы на различные узлы исследуемых устройств, подключенных к гнездам. Примененный коммутатор DA1 является достаточно «качественным» — позволяет передавать сигналы достаточно

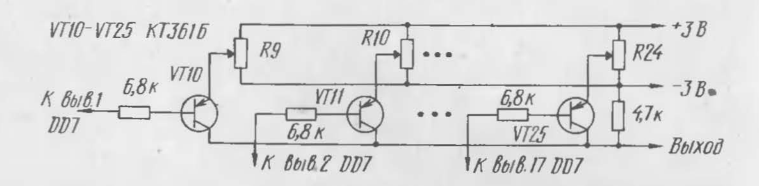


Рис. 5. Транзисторные ключи

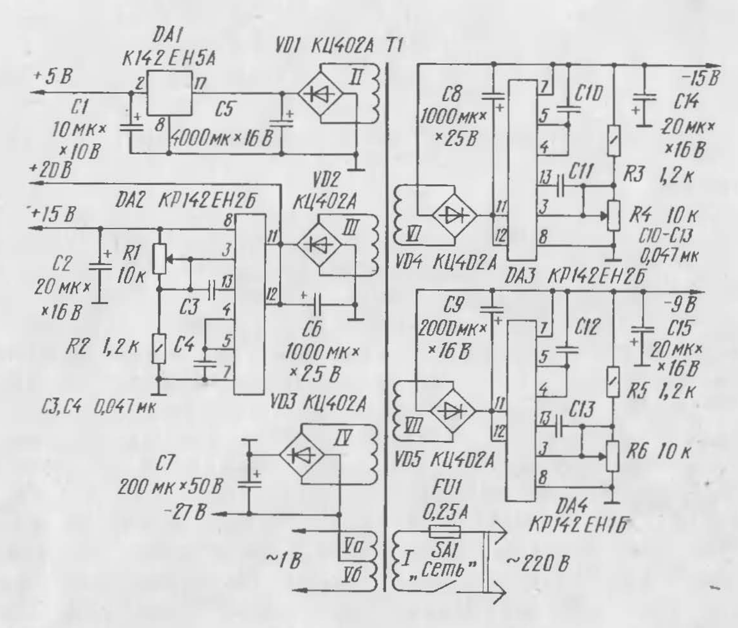


Рис. 6. Принципиальная схема блока питания

большой амплитуды (размах до 40 В) и практически не вносит в коммутируемый сигнал никаких искажений.

Для дальнейшего увеличения числа точек синтеза в выходном сигнале без увеличения числа резистивных делителей, кроме прямого и инверсного счета адресного счетчика (рис. 2), можно рекомендовать применение инвертирующих и неинвертирующих операционных усилителей (ОУ) для положительных и отрицательных полу-

периодов выходного сигнала подобно тому, как это сделано в [3, 6]. В этом случае на форму сигнала накладываются еще бóльшие ограничения, чем при прямом и инверсном счете, так как сигнал должен быть симметричен не только относительно середин в каждом полупериоде, но и в самих полупериодах значения сигнала по модулю должны быть симметричны (относительно точки между полупериодами).

При отсутствии аналоговых коммутаторов вместо них можно применить транзисторные ключи (рис. 5). Наличие микросхемы DD6 (рис. 2) при формировании сигнала по 16 точкам в данном случае необязательно. В таком варианте на двух верхних поддиапазонах при выдаче прямоугольных импульсов на выход XS2 (если переключателем SA3 ФНЧ отключен) из-за наличия монтажных емкостей их форма будет заметно искажена («завалены» фронты и «затянуты» спады). В качестве ключевых транзисторов можно применить и сборки биполярных (например, КР198НТ1) или, что лучше, полевых транзисторов (К168КТ2, К547КП1).

Если не требуется синтез аналоговых напряжений (т. е. нужно, чтобы прибор выдавал только одиночные импульсы или их пачки одной амплитуды), то аналоговый коммутатор можно заменить цифровым (К155КП1), а вместо движковых резисторов можно установить переключатели. При этом максимальную тактовую частоту ЗГ можно повысить до 10 мГц.

При желании иметь возможность запуска прибора в однократном режиме (контакты переключателя SA2 замкнуты) внешними приборами вместо RS-триггера DD1.3, DD1.4 следует установить одновибратор с управлением извне или вместо кнопки SB1 «Пуск» установить реле с переключающей группой контактов.

Блок питания (рис. 6) никаких особенностей не имеет. На сетевом трансформаторе T1 размещены вторичные обмотки, питающие выпрямители и стабилизаторы, включенные по типовой схеме.

Потребляемый прибором ток по шине +5 В не превышает 150 мА, по шинам ±15 В — 30 мА и по шине —9 В — 20 мА. Напряжение +20 В (для питания нагревательного элемента термостата) снимается с выхода того выпрямителя, который питает стабилизатор +15 В. Напряжение — 27 В снимается с отдельного нестабилизированного выпрямителя (потребляемый ток не пре-

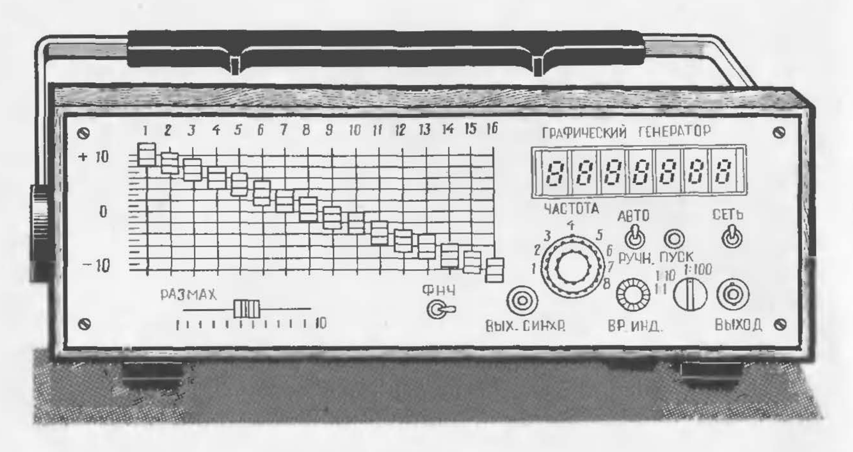


Рис. 7. Вид на лицевую панель прибора

вышает 20 мА). Накальная обмотка индикаторов имеет вывод от середины, который подключен к шине — 27 В.

Переменные напряжения, выдаваемые вторичными обмотками, должны под рабочими нагрузками составлять: для обмотки II — 7,5 В, III и VI — 16 В, IV — 21 В и для обмотки VII — 12 В.

Прибор, лицевая панель которого показана на рис. 7, смонтирован в корпусе размером 360×120×190 мм.

Потребляемая прибором мощность от сети составляет 10...15 Вт.

Литература

1. Тесленко Л. Генератор прямоугольных импульсов.— Радио, 1984, № 7, с. 28.

2. Гавриленко В. Цифровой синтезатор частоты.— В сб. «Лучшие конструкции 31-й и 32-й выставок творчества радиолюбителей». Сост. Бондаренко В. М.— М.: ДОСААФ, 1989, с. 15.

3. Горшков Б. И. Элементы радиоэлектронных устройств. Справочник.— М.: Радио и связь, 1989, с. 103.

4. Иванов В. Цифровой частотомер.— Радио, 1989, № 10, с. 78.

5. Справочник по радиоэлектронным устройствам. Т. 2. Варламов Р. Г. и др., под ред. Д. П. Линде.— М.: Энергия, 1978, с. 113.

6. Цифровой генератор синусоидального напряжения.— Радио, 1983, № 11, с. 61.

РАСШИРЕНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ МУЛЬТИМЕТРА ВР-11

Ю. Быковский

Успех творческой деятельности радиолюбителя во многом определяется возможностями его измерительной аппаратуры. В этом плане несомненными достоинствами обладают цифровые мультиметры, позволяющие при малых габаритах достичь высокой точности и оперативности измерения различных электрических параметров. К числу таких приборов относится и мультиметр ВР-11, пользующийся у радиолюбителей большой популярностью. Длительный опыт работы с мультиметром ВР-11 позволил выявить некоторые его эксплуатационные недостатки и предложить технические решения, способствующие значительному расширению функциональных возможностей этого измерительного прибора.

Для настройки усилительных, импульсных и других устройств электроники, как правило, необходимы специальные генераторы сигналов. Очень удобными для этих целей являются функциональные генераторы, формирующие сигналы различной формы в достаточно широком диапазоне частот. Несмотря на то, что создание такого генератора [1, 2, 3] в домашних условиях не представляет особого труда, конструктивное его решение с учетом требований малых габаритов и высоких метрологических характеристик может вызвать затруднение.

Весьма удачным решением этой проблемы может быть конструктивное совмещение функционального генератора с мультиметром ВР-11. Примером реализации такого комплекса служит прибор, внешний вид которого показан на рис. 1. Его генератор выполнен на базе набора деталей радиоконструктора «Старт-7218. Функциональный генератор», встречающегося в свободной продаже в магазинах радиотоваров. Плата генератора закреплена на верхней крышке мультиметра и закрыта защитным кожухом. На лицевую панель генератора выведены кнопки выбора частотного поддиапазона и формы выходного сигнала, регуляторы выходных значений

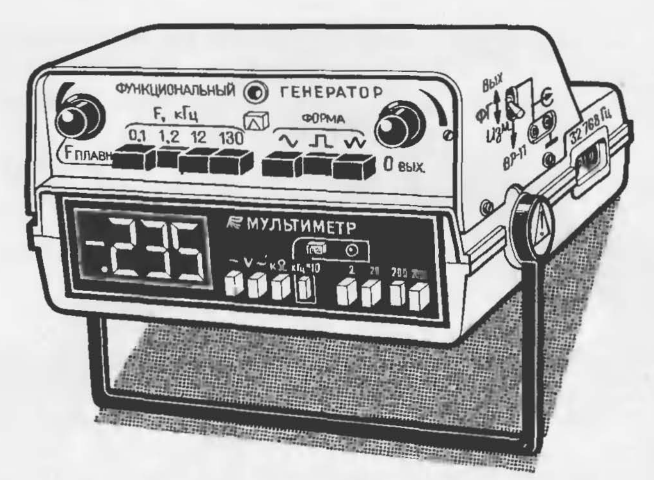


Рис. 1. Внешний вид доработанного мультиметра

частоты сигнала и его амплитуды, а также кнопка включения генератора со светодиодным индикатором.

Учитывая то обстоятельство, что штатный блок питания мультиметра предназначен в основном для обеспечения работы микросхем КМОП-серий, а также слаботочных источников опорных напряжений, он доработан с учетом питания микросхем, используемых в генераторе. С этой целью поверх первичной обмотки его сетевого трансформатора Тр1 (здесь и далее при ссылках на схему мультиметра ВР-11 использованы принятые в ней обозначения элементов) намотана дополнительная обмотка, содержащая 300 витков провода ПЭВ-2 0,23, которая нагружена простым стабилизатором напряжения (рис. 2), питающим генератор.

Функциональная схема соединений генератора с мультиметром приведена на рис. 3. Для удобства работы с мультиметром при его настройке и ремонте электрическое соединение генератора с цепями мультиметра целесообразно сделать разъемным. Поскольку соединение осуществляется только по четырем линиям, оно может быть выполнено как с помощью малогабаритного разъема, так и отдельными проводниками разных цветов, заканчивающимися разъемными парами штырь-гнездо. На гнездовую часть надевают с натягом хлорвиниловые трубки, выступающие над торцом на 3...5 мм.

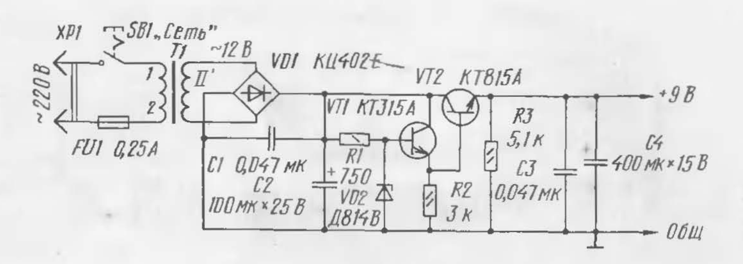


Рис. 2. Схема блока питания

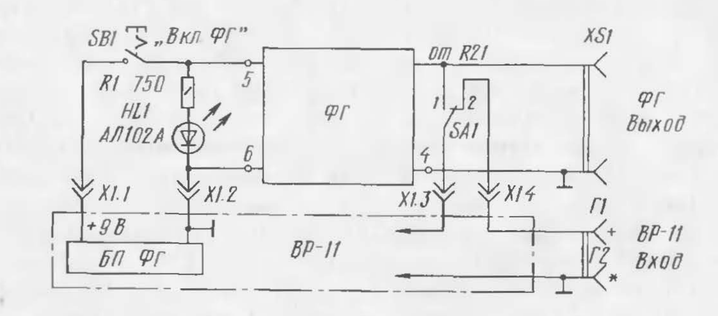


Рис. 3. Функциональная схема соединений генератора с мультиметром

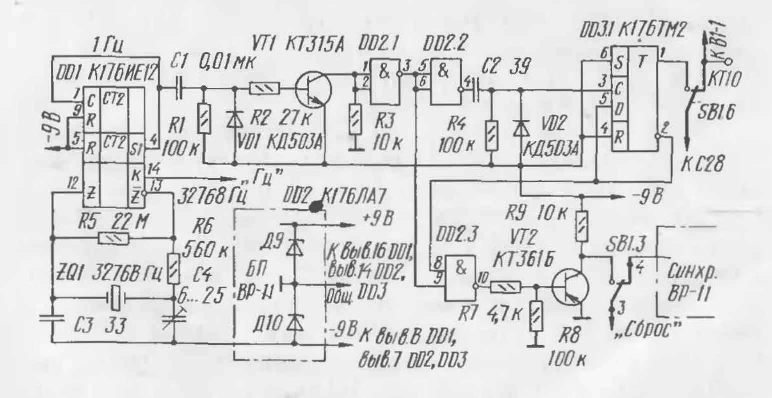


Рис. 4. Схема устройства для измерения информации в диапазоне частот 1...999 Гц

После сочленения такой разъем полностью электрически изолируют.

Кнопочный включатель SB1 замыкает цепь питания функционального генератора (ФГ), о чем свидетельствует свечение светодиода VD1. Переключатель SA1 позволяет подать выходной сигнал ФГ непосредственно на вход мультиметра (положение 1), что дает возможность с высокой точностью установить параметры сигнала. В положении 2 переключателя SA1 мультиметр переводится в штатный режим работы.

Следующее усовершенствование касается возможностей мультиметра в режиме измерения частоты. Ограниченность разрядности индикатора тремя цифрами (за исключением значений параметров 1 в старшем разряде) является препятствием для точного измерения частоты. Причем с повышением предела измерения потеря информации становится ощутимей. Так, например, при настройке частотных компараторов, генераторов, музыкальных синтезаторов, телевизионной и другой аппаратуры разрешающая способность частотомера должна быть не ниже 1 Гц. В то же время частоту сигнала генератора, стабилизированного кварцевым резонатором, например, на уровне 32768 Гц, мультиметр ВР-11 не позволяет измерить точней 32,7 кГц. Очевидно, что полное отсутствие информации об изменении частоты в диапазоне 0...99 Гц во многих случаях неприемлемо. И, наконец, на определенном этапе настройки аппаратуры важно знание не абсолютного значения частоты, а тенденций ее изменения (больше, меньше) под действием внешних факторов, таких, как температура, свет, давление и т. д. Решение этой задачи возможно лишь при наличии шкалы младших разрядов, чего нет в мультиметре ВР-11.

На рис. 4 приведена схема устройства, устраняющего этот недостаток мультиметра ВР-11 и позволяющего измерять недостающую часть информации в диапазоне частот 1...999 Гц на любом пределе измерений. Устройство формирует с высокой точностью секундный измерительный интервал времени и организует работу мультиметра для решения новой задачи в режиме измерения частоты. На микросхеме DD1 собран генератор секундных импульсов, стабилизированный кварцевым резонатором ZQ1 на частоте 32768 Гц. Для получения измерительного интервала времени выходной сигнал

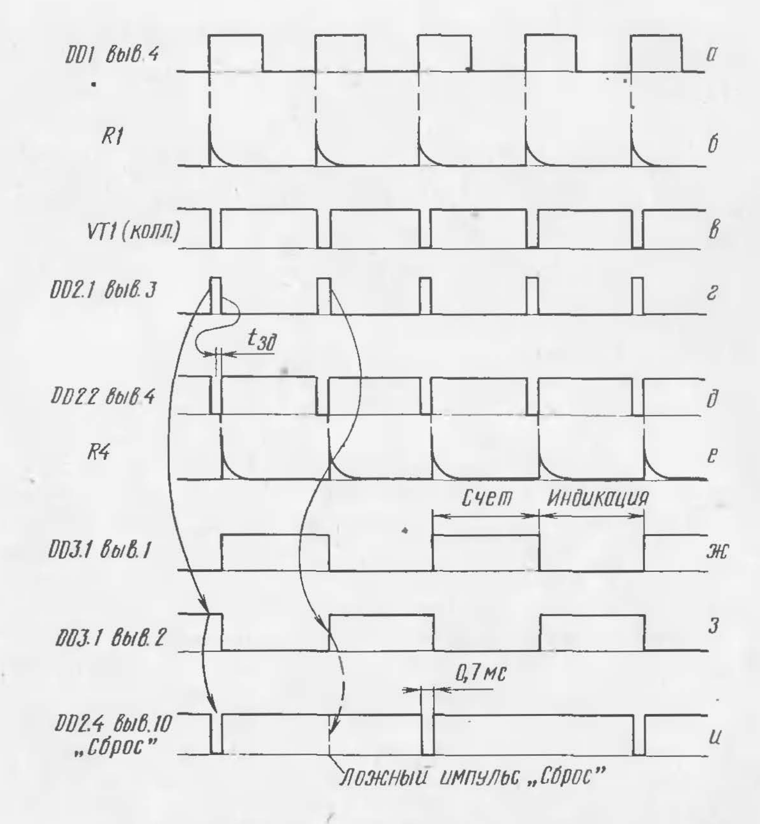


Рис. 5. Временные диаграммы работы устройства

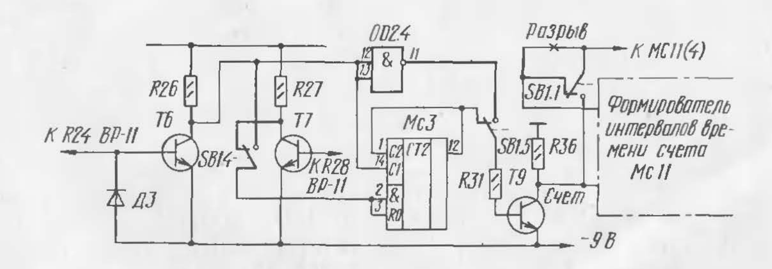


Рис. 6. Дополнительные элементы коммутации с инвертором-формирователем DD2.4 (выделены утолщенными линиями)

генератора дифференцируется цепочкой C1R1 и после преобразования транзистором VT1 и элементами DD2.1, DD2.2 поступает на тактовый вход C триггера DD3.1. С прямого выхода этого триггера сигнал типа меандр с полупериодом, равным секунде, поступает к мультиметру для управления процессами счета и индикации результата измерения, а с инверсного — на вход 8 элемента DD2.3 для формирования импульса сброса счетчиков перед началом очередного цикла измерения. Временные диаграммы, поясняющие работу устройства, приведены на рис. 5.

Сброс счетчиков в нулевое состояние и синхронизация работы частотомера мультиметра должны осуществляться в конце режима индикации. Поэтому измерительный секундный интервал формируется по спаду дифференцированного (элементами C1R1) импульса. Однако сигнал, снимаемый с коллектора транзистора VT1 и кажущийся естественным для переключения триггера DD3.1, неизбежно приводит к состязательности сигналов на входе элемента DD2.3, когда один из них (рис. 5, *г*) не успевает перейти в нулевое состояние к моменту достижения другим сигналом (рис. 5, *з*) единичного уровня. В результате создаются предпосылки для формирования ложного импульса сброса перед началом фазы индикации. Недостаток устраняется полностью путем введения дополнительного инвертора DD2.2, задерживающего на время переходных процессов в нем момент формирования секундного интервала триггером DD3.1. В итоге взаимодействия сигналов (рис. 5, *г*, *в*) на входе элемента DD2.3 (рис. 4) на его выходе в конце фазы индикации формируются импульсы сброса (рис. 5, *и*), поступающие с коллектора транзистора VT2 через переключатель SB1.3, установленный в разрыв штатной перемычки 3—4, в цепь общей синхронизации. Сигнал с прямого выхода триггера DD3.1 через контакты переключателя SB1.6 поступает в систему управления режима счета и индикации, обеспечивая продолжительность каждого из них, равную 1 с.

Учитывая тот факт, что в мультиметре при измерении частоты входной сигнал после усилителя-ограничителя на транзисторе T6 (рис. 6) делится счетчиком МС 3 на 2, эту микросхему при работе в предлагаемом режиме необходимо исключить. С этой целью в прибор введены элементы коммутации SB1.4 и SB1.5, допол-

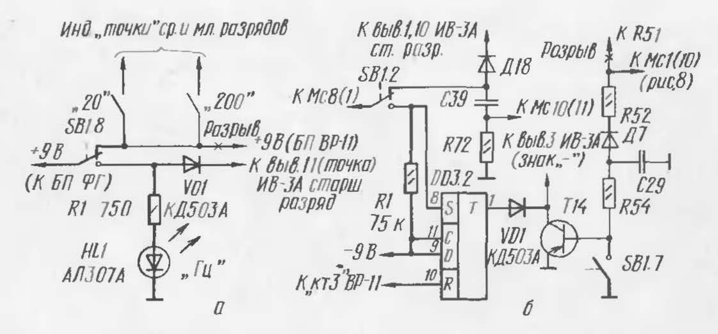


Рис. 7. Дополнительные элементы (выделены утолщенными линиями), повышающие удобства работы с прибором

ненные инвертором-формирователем DD2.4. И, наконец, с коллектора транзистора T9 через контакты переключателя SB1.1 импульсы поступают непосредственно на вход счетчиков дешифратора младшего разряда индикатора МС11.

В принципе рассмотренные выше изменения в мультиметре совместно с предлагаемым устройством (рис. 4) обеспечивают функционирование мультиметра в новом режиме. Однако для повышения удобств в работе с прибором в нем предусмотрены некоторые сервисные решения. Так, в общую цепь питания индикаторных точек среднего и младшего разрядов мультиметра введен переключатель SB1.8 (рис. 7, *а*), позволяющий, во-первых, ввести сигнализацию работы частотомера в режиме «Гц» с помощью светодиода HL1, и, во-вторых, при переходе в этот режим с любого ранее установленного предела обеспечить свечение только точки старшего разряда (крайней слева). Это позволяет весь диапазон индикации в пределах 1—999 мнемонически воспринимать как «Герцы». Кроме того, для исключения периодического мигания знака «минус» в старшем разряде, что предопределено в мультиметре, и индикации выхода за пределы 999 Гц контактами переключателя SB1.7 зашунтирован эмиттерный p-n переход транзистора T14 мультиметра (рис. 7, *б*), а в его коллекторную цепь вводится сигнал с прямого выхода триггера DD3.2. Вход C этого триггера переключателем SB1.2 подключается к счетному триггеру МС8-1 мультиметра, выходной сигнал которого при появлении первого тысячного им-

пульса в процессе счета переводит триггер DD3.2 в единичное состояние, высвечивая знак «минус» в индикаторе старшего разряда.

И еще об одном изменении, способствующем повышению оперативности и удобства работы с мультиметром. В нем предусмотрено измерение постоянного напряжения только положительной полярности. При изменении знака измеряемого напряжения на противоположный измерения прекращаются и высвечивается «минус» в старшем разряде индикатора. В таких случаях приходится отсоединять «земляной» щуп мультиметра от корпуса исследуемого или настраиваемого прибора, менять щупы местами и после измерения проделывать эти манипуляции в обратном направлении. Этот недостаток устраним изменением конструкции преобразователя $U_\sim/U_-$ путем замены его однополупериодного выпрямителя на MC1 прецизионным активным двухполупериодным выпрямителем [4], схема которого приведена на рис. 8. Здесь операционные усилители DA1 и DA2 охвачены общей обратной связью (ОС) по цепи, образованной резисторами R1, R2, R7, R9. Кроме того, учитывая неидентичность сигналов на входе усилителя DA1 при измерении постоянного и переменного напряжений и необходимость получения на выходе устройства действующего значения переменного напряжения, усилитель DA1 имеет индивидуальные цепи ОС для каждого из указанных режимов. Под действием входного напряжения усилитель DA1 изменяет электропроводимость диодных ключей VD3 и VD4, которые, в свою очередь, обеспечивают такой режим работы усилителю DA2, при котором на его выходе всегда формируется напряжение только положительной полярности. Это напряжение может быть измерено мультиметром. Выходное напряжение усилителя DA1 сохраняет полярность входного сигнала и через резистор R6 поступает на неинвертирующий вход операционного усилителя MC1 мультиметра, включенного компаратором. При измерении напряжения отрицательной полярности выходной сигнал компаратора того же знака поступает на базу p-n-p транзистора T14 (рис. 7, *б*) и, открывая его, вызывает свечение знака «минус» в старшем разряде индикатора.

И, наконец, последнее. Выключение мультиметра

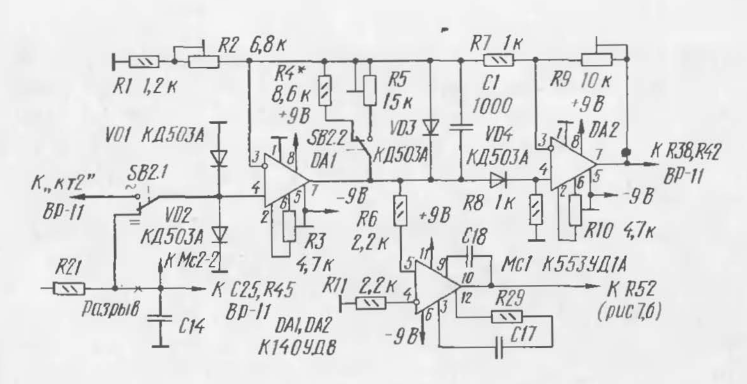


Рис. 8. Схема прецизионного активного двухполупериодного выпрямителя

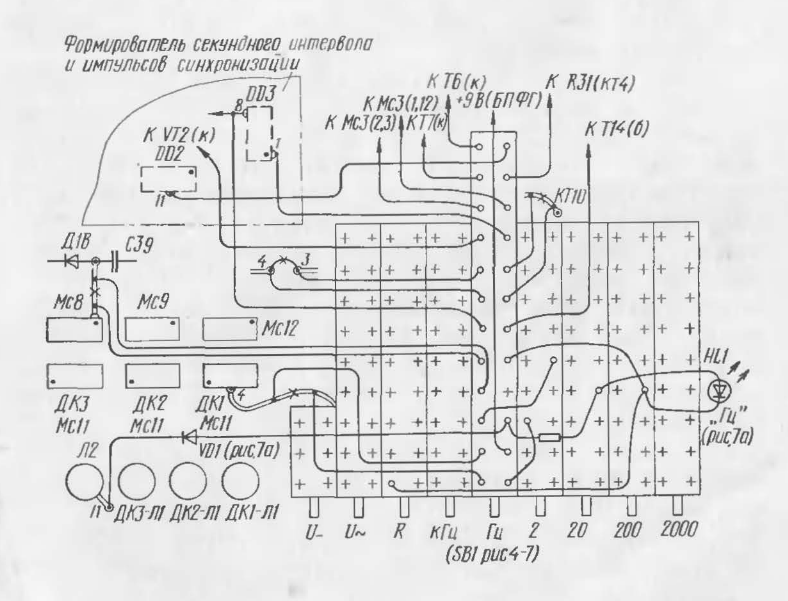


Рис. 9. Схема распайки выводов переключателя SB1 (рис. 4—7). Крестами обозначены места разрывов проводников мультиметра ВР-11

возможно только путем извлечения штепсельной вилки из сетевой розетки. Это неудобство может быть устранено установкой самофиксирующейся кнопки QB1 (рис. 2) в цепь первичной обмотки трансформатора Тр1. Эту цепь также желательно дополнить предохранителем FU1.

Техническая реализация предложенных решений во многом определяется смекалкой и возможностями радиолюбителя. Авторский вариант законченной конструкции иллюстрирует рис. 1, 9. Стабилизатор напряжения блока питания функционального генератора (рис. 2) и устройство управления частотомером (рис. 4) смонтированы на платах, установленных на двух стойках каждая. Функцию коммутатора SB1 выполняет кнопочный переключатель П2К с самофиксацией, имеющий 8 контактных групп. Нумерация групп контактов, обозначенная на принципиальной схеме, ведется по часовой стрелке, начиная с левой, ближайшей к лицевой панели, группы.

Монтажная схема распайки переключателя SB1 (рис. 4...7) приведена на рис. 9. Кнопку включения питания мультиметра удобно разместить рядом с сетевым трансформатором Тр1.

Для проверки правильности показаний частотомера с выхода K (вывод 14) микросхемы DD1 (рис. 4) сигнал частотой 32768 Гц подают на контактный винт, установленный на перемычке между входными гнездами мультиметра. Для улучшения параметров входной цепи частотомера мультиметра его входная емкость (блок конденсаторов C6 — C8) увеличена до 6,8 мкФ, а сопротивление резистора R24 — до 12 кОм. Подключение контактных групп переключателя SB1 к цепям мультиметра выполнено прозодниками, которые припаяны к токонесущим дорожкам на верхней стороне платы; в местах, указанных на принципиальной схеме, в дорожках сделаны разрезы.

Все постоянные резисторы, использованные в конструкции, МЛТ с допуском ±5%. Подстроечные резисторы R2, R3, R5, R9 и R10 — многооборотные типа СП5-2, СП5-2ВБ, СП5-3; от их точности и стабильности зависит временна́я погрешность преобразования $U_{\sim}/U_{-}$. Выпрямительный мост КЦ402Е блока питания ФГ (рис. 2) можно заменить на КЦ407А с меньшим рабочим током. Микросхему К176ИЕ12 можно заменить

на К176ИЕ8 или К176ИЕ18. Операционные усилители К140УД8 (DA1 и DA2) могут быть заменены любыми другими с цепями балансировки, но первый из них обязательно должен иметь входные каскады на полевых транзисторах, иначе по мере уменьшения предела измерения будет возрастать нелинейность преобразования напряжения из-за шунтирования входного делителя мультиметра.

Настройку частотомера начинают с подгонки конденсатором C4 частоты кварцевого генератора. Затем убеждаются в работоспособности устройства, контролируя формирование меандра (рис. 5, ж) на прямом выходе триггера DD3.1 и импульса синхронизации на коллекторе транзистора VT2. Далее сигнал частотой 32768 Гц, снимаемый с контрольной точки «Гц», подают на вход мультиметра. В этом режиме работы частотомера (кнопка SB1 «Гц» отжата) на индикаторе должны отображаться цифры 3.27 (для определения частоты показания умножают на 10). После нажатия кнопки «Гц» на индикаторе должно высвечиваться число —.768. Знак «—»указывает на наличие тысяч в значении измеряемой частоты. Переключение пределов измерения не должно вызывать никаких изменений в наблюдаемом на экране прибора изображении.

Настройку преобразователя $U_{\sim}/U_{-}$ следует начать с контрольного измерения постоянного образцового напряжения, например, одиночного гальванического элемента на самом малом пределе измерения «2». Это позволит, во-первых, задействовать все четыре разряда индикатора и, во-вторых, проверить самый сложный в смысле условий согласования с внешними элементами режим работы входного делителя. Для этой цели в мультиметре временно восстанавливают связь между резистором R21 и конденсатором C14, отпаивают провод, идущий к цепочке C25R45, и фиксируют результат измерений. Затем прибор приводят в исходное состояние и на вход мультиметра подают образцовое напряжение в обратной полярности. На индикаторе должно отобразиться некоторое число со знаком «—». Переменным резистором R9 и подбором резистора R4 (рис. 8) устанавливают показания, равные контрольным. Затем изменяют полярность подключения источника образцового напряжения на прямую и переменным резистором R2 доводят показания до контрольного. Знак «—» дол-

жен исчезнуть. На этом настройку канала измерения постоянного напряжения можно считать законченной.

Переменное напряжение измеряют при нажатой кнопке «$U_{\sim}$». Резистором R5 устанавливают такой коэффициент усиления операционного усилителя DA1, при котором напряжение на выходе DA2 составит $0{,}7U^{вх}_{макс}$, измеренного осциллографом. Подстроечными резисторами R3 и R10 балансируют операционные усилители при отсутствии входного сигнала.

На этом настройка мультиметра в целом завершается, и он готов к работе с использованием новых для него функций.

Литература

1. Боровик И. Функциональный генератор.— Радио, 1985, № 9, с. 42, 43.
2. Ишутинов А. Широкодиапазонный функциональный генератор.— Радио, 1987, № 1, с. 56, 57.
3. Нечаев И. Функциональный генератор на одном ОУ.— Радио, 1987, № 6, с. 48.
4. Алексеенко А. Г., Колмбет Е. А., Стародуб Г. И. Применение прецизионных аналоговых ИС.— М.: Радио и связь, 1981, с. 107, сх. 2.

ГЕНЕРАТОР ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

М. Дорофеев

Устройство, схема которого изображена на рис. 1, является автоколебательным генератором линейно нарастающего напряжения [1]. Это напряжение образуется за счет зарядки конденсатора через резистор и последующей его быстрой разрядки. Линеаризация прямого хода пилообразного напряжения достигается путем стабилизации тока зарядки времязадающего конденсатора. Длительность обратного хода сокращена благодаря применению туннельного диода.

Принцип работы генератора пилообразного напряжения (ГПН) поясняет его упрощенная схема, приведенная на рис. 2, *а*. Транзисторы VT1, VT2 включены

по схеме так называемого составного истокового повторителя со следящей обратной связью [2], обладающего коэффициентом передачи напряжения K_U, близким к единице. Изменение напряжения на выходе повторителя с большой точностью повторяет изменение напряжения на его входе, т. е. на конденсаторе C1, поэтому разность напряжений на выводах резистора R1 сохраняется постоянной при росте напряжения на конденсаторе. Следовательно, ток, текущий через этот резистор, также остается постоянным. Конденсатор заряжается этим постоянным током, и напряжение на нем растет по линейному закону.

Повторитель на транзисторах VT1 и VT2 обладает очень большим входным сопротивлением, поэтому он практически не нагружает времязадающий конденсатор C1. В то же время у него малое выходное сопротивление. Транзистор VT2 является усилителем мощности, благодаря чему при использовании высокочастотного транзистора можно получить большую скорость

Рис. 1. Схема генератора пилообразного напряжения

нарастания напряжения пилы, достигающую многих десятков В/мкс даже при работе на значительную емкостную нагрузку.

Диапазон изменения скорости нарастания напряжения, достигаемый в описываемом ГПН, очень широк. Длительность прямого хода может изменяться от 0,1 мкс и менее до десятков минут и даже часов. Важно, что большие длительности развертки достигаются при малых номиналах резисторов и конденсаторов. Объясняется это тем, что разность напряжений на концах резистора R1 (рис. 2, *а*), определяющая значение зарядного тока, невелика (порядка 1 В), поэтому и сам зарядный ток мал.

ГПН отличается высокой температурной стабильностью. Изменение коэффициента передачи K_U не превышает $\pm 1\%$ при изменении окружающей температуры от -40 до $+100\ ^\circ\mathrm{C}$ [2]. Высокая стабильность объясняется не только наличием сильной отрицательной обратной связи, но и частичной взаимной компенсацией положительного температурного коэффициента $h_{21э}$ биполярного транзистора и отрицательного температурного коэффициента S полевого транзистора.

Некоторые дополнительные возможности дает устройство, упрощенная схема которого приведена на рис. 2, *б* (отличается от рис. 2, *а* дополнительным резистором R3).

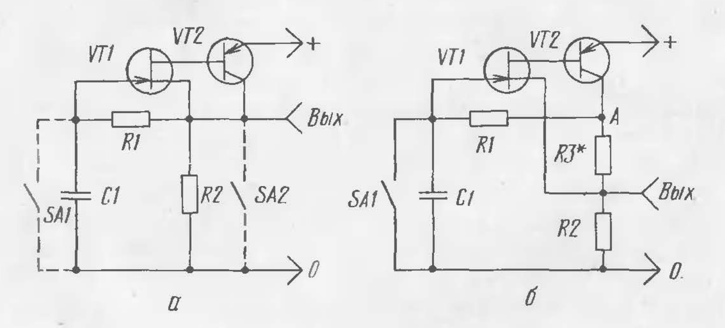


Рис. 2. Упрощенная схема генератора

Здесь коэффициент передачи напряжения в точке А

$$K_{UA}=K_U\frac{R2+R3}{R2},$$

где K_U — коэффициент передачи напряжения в устройстве по схеме рис. 2, *а*.

Сопротивление резистора R3 можно подобрать таким, чтобы $K_{UA}=1$. Тогда, если считать все элементы идеальными, напряжение пилы будет линейным. Более того, имеется возможность, увеличивая сопротивление резистора R3, сделать $K_{UA}>1$ и скомпенсировать влияние на линейность развертки неидеальности конденсатора и разного рода утечек. При $K_{UA}>1$ скорость нарастания напряжения пилы за время периода развертки может не уменьшаться как обычно, а возрастать, и даже весьма значительно, так как K_{UA} может быть намного больше единицы, в результате чего линия развертки будет близка к параболе.

Разрядить конденсатор по окончании прямого хода можно замыканием ключа SA1 или SA2 (рис. 2, *а*). Во втором случае конденсатор разряжается через открытый p-n переход затвор-исток полевого транзистора.

В предлагаемом ГПН (рис. 1) функцию ключа выполняет транзистор VT1, управляемый туннельным диодом VD2. Минимальная длительность обратного хода составляет 0,2...0,3 мкс и определяется в основном временем открывания и закрывания транзистора VT1. Время переключения туннельного диода очень мало́ (меньше 0,1 мкс) и может не учитываться. Если предотвратить насыщение транзистора, что достигается небольшим усложнением устройства [3], длительность обратного хода можно еще сократить.

Ток максимума туннельного диода очень стабилен и мало зависит от температуры [4]. Следовательно, учитывая отмеченную выше стабильность истокового повторителя, можно заключить, что параметры предлагаемого ГПН (при условии использования стабильных резисторов и конденсаторов) будут также стабильны.

ГПН имеет двенадцать фиксированных длительностей прямого хода развертки $t_{пх}$: от 0,3 мкс до 0,1 с. Зависимость $t_{пх}$ от значения постоянной времени RC, снятая экспериментально, приведена на рис. 3. Амплитуда напряжения развертки равна примерно 10 В и изменяется по диапазону не более чем на 5%.

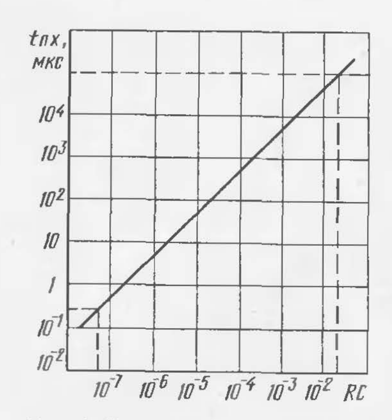


Рис. 3. Зависимость прямого хода развертки $t_{пх}$ от постоянной времени RC

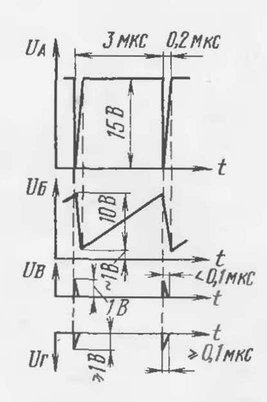


Рис. 4. Эпюры напряжений в различных точках генератора

В ГПН не предусмотрено плавное изменение длительности прямого хода. Практика показала, что в нем нет необходимости, так как фиксированные значения длительностей расположены близко друг к другу, а примененный в ГПН способ синхронизации весьма эффективен. Введение плавной перестройки, кроме усложнения конструкции, ухудшает стабильность и надежность работы устройства, снижает точность калибровки развертки.

Синхронизация ГПН осуществляется фронтом отрицательного или спадом положительного импульса напряжения. Амплитуда импульса синхронизации должна быть не менее 1 В. Эпюры напряжений в различных точках (см. рис. 1) устройства приведены на рис. 4.

ГПН, собранный из исправных, предварительно проверенных деталей, начинает работать сразу после включения напряжения питания. Возможно, понадобится подгонка амплитуды и длительности пилообразного напряжения. Делают это следующим образом. Поскольку туннельный диод VD2 переключается при одном стабильном значении тока, то соответствующим подбором резистора R12 можно пропорционально изменить амплитуду пилы. Одновременно пропорционально изменяется длительность прямого хода, так как скорость нарастания напряжения остается постоянной. Изменить длительность прямого хода, не изменяя амплитуду, можно подбором резистора R10. При этом изменяется разность напряжений на зарядном резисторе R2 — R9, а следовательно, и зарядный ток и скорость зарядки времязадающего конденсатора C1 — C3.

Транзистор ГТ311И (VT1) можно заменить транзистором той же серии с любым другим буквенным индексом, транзисторы КТ326Б (VT3, VT4) — транзисторами КТ326А или КТ345Б, В. Полевой транзистор КП303Д (VT2) может быть заменен на транзистор того же типа с любым индексом или КП307Г. При этом может потребоваться подобрать резисторы R10, R12, чтобы длительность прямого хода и амплитуда пилы остались неизменными. Вместо диода КД512А (VD1) можно поставить любой другой кремниевый высокочастотный диод, вместо туннельного диода ЗИ306Ж (VD2) — диоды ЗИ306К, ЗИ301Б или АИ301Б. Конденсаторы C1 — C3 керамические с отрицательным ТКЕ групп М330...470. Их нужно подобрать по емкости. Отклонения от номиналов, указанных на схеме, могут быть до 10%, но, желательно, в одну сторону. Остальные конденсаторы любые. Резисторы МЛТ, ОМЛТ, МТ, С2-23 и др. Резисторы R2 — R9 надо подобрать по сопротивлению. При этом допустимы любые отклонения от номинала при условии, что произведение RC данной пары (например, R2C1, R3C1 и т. д.) соответствует по графику на рис. 3 выбранному фиксированному значению $t_{пх}$. Резисторы R2 — R9 удобно составлять из двух последовательно соединенных резисторов меньшего сопротивления. Это значительно облегчает процесс их подбора. При необходимости вся шкала длительностей развертки может быть сдвинута в ту или другую сторону подбором резисторов R10, R12.

ГПН предназначен для использования в качестве генератора горизонтальной развертки простого осциллографа. Однако он имеет достаточно хорошие параметры, чтобы работать в осциллографе более высокого класса. Для реализации этой возможности в его работу нужно ввести режим ждущего запуска развертки, что достигается внесением небольших изменений в ГПН. Эти изменения не принципиальны, и для подготовленного радиолюбителя не составит труда их осуществить.

Упрощенная схема улучшенного генератора горизонтальной развертки приведена на рис. 5. Здесь DD1 —

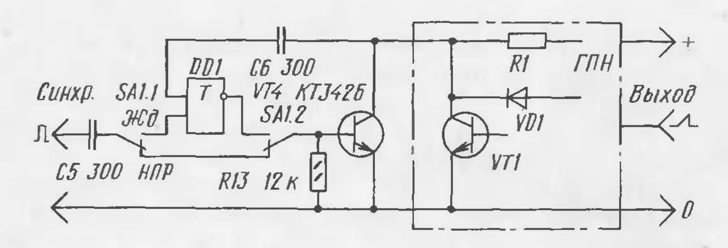


Рис. 5. Упрощенная схема улучшенного генератора горизонтальной развертки

любой высокочастотный симметричный двухвходовый триггер, управляемый импульсами напряжения; ГПН — генератор, собранный по схеме рис. 1, но без транзистора VT4, резисторов R13, R14 и конденсатора C5 (нумерация деталей в левой части схемы продолжает нумерацию деталей ГПН).

Литература

1. Бондарев В. А. Генераторы линейно-изменяющегося напряжения.— М.: Энергоатомиздат, 1988.
2. Севин Л. Полевые транзисторы.— М.: Сов. радио, 1968.
3. Баум А. К. Билинский И. Я., Трейс П. П. Туннельные диоды в схемах промышленной электроники.— М.: Энергия, 1965.
4. Воскресенский В. В., Иваницкий А. М. Применение туннельных диодов в импульсной технике.— М.: Связь, 1974.

ДВА ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ

П. Алешин

В последнее время среди радиолюбителей широкое распространение получило изготовление персональных компьютеров. Несколько лет назад наиболее популярным был «Радио-86РК», сейчас — *«ZX-Spectrum»*. Собственно компьютер — это обычно одна печатная плата и клавиатура, в то же время блок питания, собранный по традиционным схемам с низкочастотным трансформатором, получается довольно громоздким и тяжелым.

В [1] описана удачная конструкция блока питания с преобразованием напряжения на частоте около 30 кГц для «Радио-86РК». На основе этого блока разработаны два источника питания: один — для компьютера *«ZX-Spectrum»* с установленными в нем буферной платой и контроллером дисковода, второй — для дисковода 5,25". Блоки питания собраны практически по одинаковым функциональным и принципиальным схемам: выпрямитель напряжения сети — емкостный фильтр — полумостовой преобразователь постоянного напряжения в переменное с понижающим трансформатором — выпрямители — фильтры — стабилизаторы. Так же, как и в [1], в блоках питания применено внешнее возбуждение транзисторов преобразователя. Внешнее возбуждение позволяет оптимально сформировать базовые токи ключевых транзисторов, что полностью исключает их сквозные токи, в результате чего снижаются потери в транзисторах и выпрямительных диодах и уменьшаются излучаемые преобразователем помехи. Внешнее возбуждение преобразователя также существенно упрощает его настройку и поиск дефектов.

Принципиальная схема первого блока питания приведена на рис. 1. Первичная обмотка трансформатора T2 основного преобразователя включена в диагональ моста, образованного транзисторами VT1, VT2 и конденсаторами C9, C10. Базовые цепи транзисторов VT1, VT2 получают возбуждение от вторичных обмоток трансформатора T1, на первичную обмотку которого поступает ступенчатое напряжение с формирователя на КМОП-микросхемах DD1, DD2. Рассмотрим его работу.

Задающий генератор формирователя собран на инверторах DD1.1 и DD1.2 и работает на частоте около 120 кГц. Триггерами DD2.1 и DD2.2 эта частота делится до 60 и 30 кГц соответственно (рис. 2). Импульсы с выходов триггеров DD2.1 и DD2.2 поступают на входы элементов ИЛИ-НЕ DD1.3 и DD1.4, в результате чего на их выходах формируются импульсы положительной полярности со скважностью 4 (диаграммы DD1.3 и DD1.4 на рис. 2). Разность этих двух напряжений имеет вид импульсов чередующейся полярности длительностью около 8 мкс с такими же паузами между ними.

Эти импульсы через трансформатор T1 прикладываются к базам ключевых транзисторов VT1 и VT2 преобразователя и поочередно открывают их. Наличие

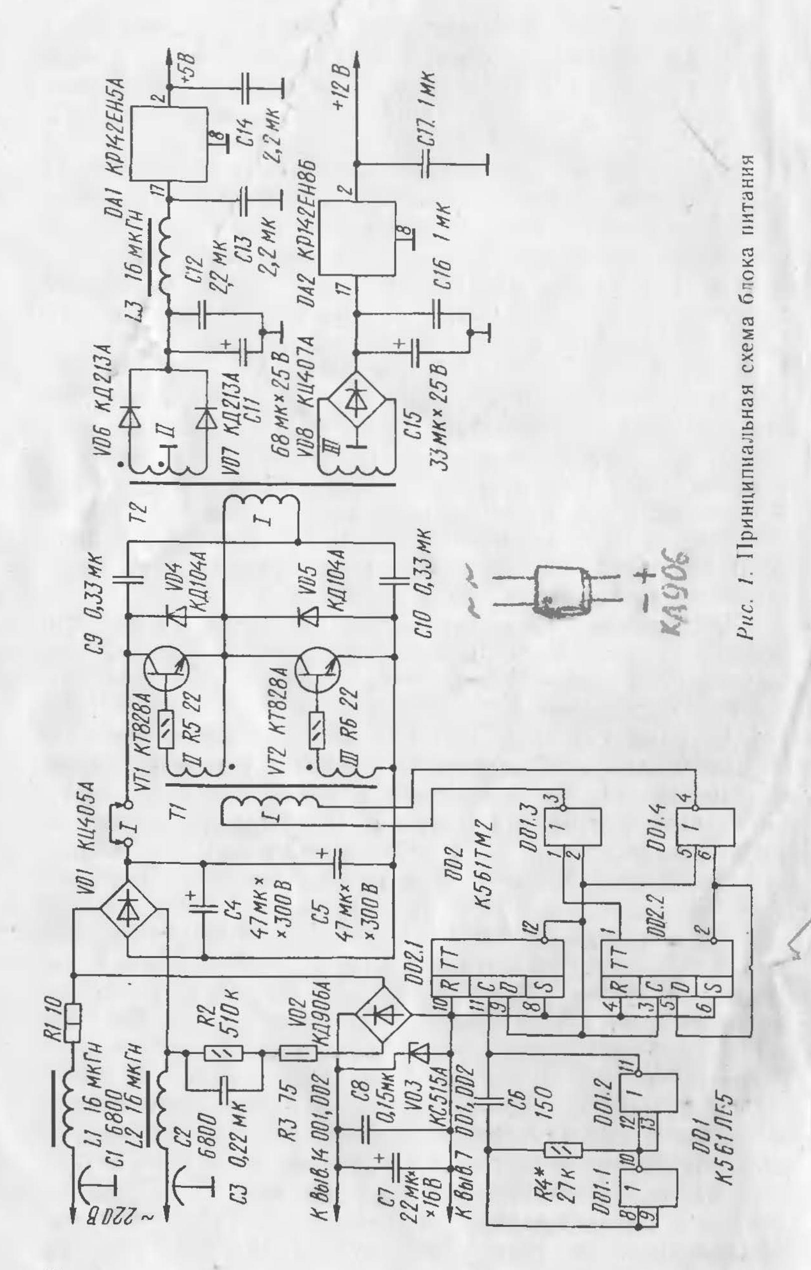


Рис. 1. Принципиальная схема блока питания

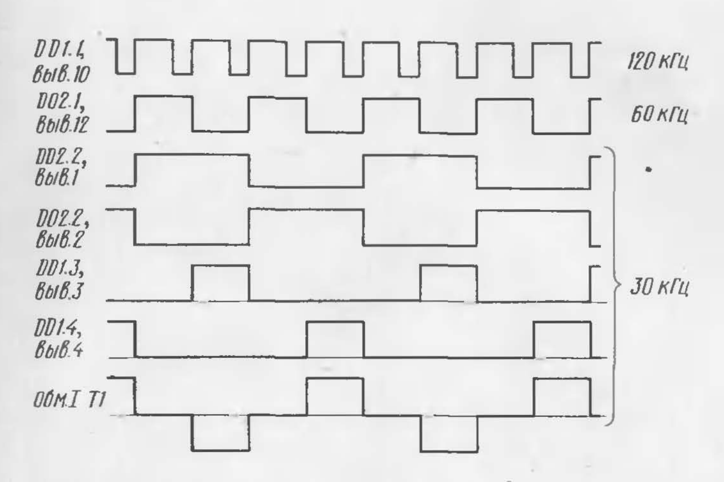


Рис. 2. Диаграммы, иллюстрирующие работу источника питания

интервала между импульсами гарантирует полное открывание каждого из транзисторов перед открыванием другого.

Микросхемы формирователя получают питание 15 В от бестрансформаторного источника, состоящего из конденсатора С3, выпрямительного моста VD2 и стабилитрона VD3. Резистор R3 ограничивает бросок тока через мост VD2 в момент включения, резистор R2 служит для разрядки конденсатора С3 после выключения питания, конденсаторы С7 и С8 сглаживают пульсации выпрямленного напряжения.

Выбор напряжения питания 15 В для микросхем DD1 и DD2, несколько большего, чем в [1], позволяет использовать максимально возможный коэффициент трансформации трансформатора Т1 10:1, что уменьшает токовую нагрузку на элементы DD1.3, DD1.4 и позволяет обойтись без специальных транзисторных ключей на выходе этих элементов.

Линейный стабилизатор на напряжение +5 В собран на микросхеме КР142ЕН5А (DA1) с использованием П-образного LC-фильтра С11, С12, L3, С13. Поскольку входное напряжение фильтра имеет вид импульсов с интервалами между ними, фильтр начинается с оксидного конденсатора С11 типа К52-1 небольшой емкости, удовлетворительно работающего на высокой частоте.

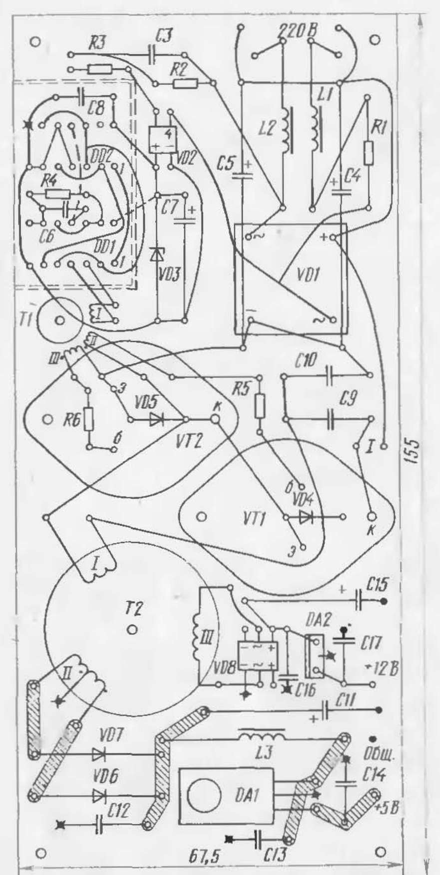
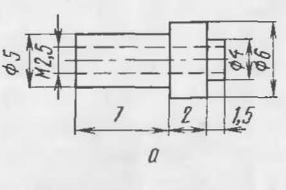


Рис. 3. Расположение монтажных проводников на стороне платы, противоположной установке радиоэлементов



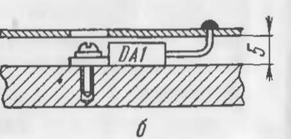


Рис. 4. Чертеж латунной стойки для транзисторов *а* и способ крепления микросхемы DA1 на стенке компьютера *б*

Стабилизатор напряжения +12 В и его фильтр выполнены по аналогичной схеме, но без дросселя в связи с малым значением тока по этой цепи.

Блок питания собран на печатной плате размером 155×67,5 мм из двухстороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. На стороне установки элементов фольга сохранена и выполняет роль общего провода и экрана. Расположение проводников на противоположной стороне платы показано на рис. 3. Отверстия, кроме трех, помеченных крестиками, означающими пайку к фольге общего провода, на стороне установки элементов раззенкованы. Участок фольги на стороне элементов на месте установки микросхем DD1 и DD2 отделен от остальной фольги и соединен с общим проводом микросхем у вывода 8 микросхемы DD2. Крестиками также помечены места пайки выводов элементов блока к фольге общего провода.

Транзисторы VT1 и VT2 закреплены на плате при помощи латунных стоек (рис. 4, *а*) и винтов М 2,5. Выводы базы и эмиттера этих транзисторов впаяны непосредственно в печатную плату. Вокруг стоек фольга общего провода на печатной плате удалена.

Для подключения к компьютеру, в котором используется блок питания, и к сети в печатную плату впаяны штырьки диаметром 1 мм от разъема ШР. Два штырька, обозначенные на рис. 1 и 3 латинской буквой *I*, предназначены для контроля тока, потребляемого преобразователем при настройке, а после настройки между ними устанавливают перемычку.

Плату крепят с зазором 5 мм к задней стенке компьютера винтами через дистанционные втулки. Его задняя стенка, являющаяся теплоотводом для микросхемы DA1, снабжена ребрами по всей площади, за исключением мест установки разъемов для подключения внешних устройств компьютера. Микросхема DA1 через отверстие диаметром 8 мм в печатной плате закреплена винтами М3 на задней стенке компьютера и подпаяна своими выводами к плате (рис. 4, *б*).

От основного объема компьютера блок питания отделен платой-экраном из фольгированного стеклотекстолита. Этот экран закреплен на двух боковых П-образных стенках блока питания, изготовленных из латуни толщиной 1 мм. Сами боковые стенки крепятся к основной плате блока теми же винтами, что и эта плата

к задней стенке компьютера. Проходные конденсаторы C1 и C2 закрепляют на одной из боковых стенок блока гайками.

В блоке питания использованы резисторы МТ, конденсаторы КТП-2а (C1, C2), К50-27 (C4, C5), К73-17 на номинальное напряжение 400 В (C3) и 250 В (C9, C10), К52-1 (C7, C11, C15), КМ-5 (C6), КМ-6 (остальные). Дроссели L1 — L3 типа ДМ-2,4. Конденсаторы C4 и C5 могут быть несколько больших размеров, например К50-29, для чего в печатной плате предусмотрены дополнительные монтажные отверстия.

Транзисторы КТ812 (VT1, VT2) можно заменить на КТ826, КТ828, КТ832, КТ838, КТ839, КТ840, КТ841, КТ845, КТ846, КТ847, КТ848, КТ856 в металлических корпусах с любыми буквенными индексами, а также транзисторами КТ854, КТ858, КТ859, КТ872, КТ884 в пластмассовых корпусах, снабдив их небольшими пластинчатыми теплоотводами.

Перед установкой транзисторов следует проверить их коэффициент передачи тока базы. При напряжении на коллекторе 3...5 В и токе базы 13 мА ток коллектора должен быть не менее 130 мА. Этому условию обычно соответствует большинство транзисторов. Такой же проверке следует подвергать и транзисторы, устанавливаемые в блок питания для «Радио-86РК» [1].

Трансформатор T1 намотан на кольцевом магнитопроводе из феррита 3000НМ типоразмера К10×6×5. Первичная обмотка содержит 150 витков провода ПЭЛШО-0,1, вторичные — по 15 витков ПЭЛШО-0,27. Трансформатор T2 намотан на кольцевом магнитопроводе из феррита 2000НМ1 типоразмера К28×16×9. Обмотка I содержит 105 витков провода ПЭЛШО-0,27, обмотка II — 2×7 витков провода ПЭВ-2-0,7, обмотка III — 14 витков ПЭЛШО-0,27. Витки обмоток равномерно распределяют по магнитопроводу (для обмотки II — каждую половину).

Для настройки блока питания к контактам 1 подключают миллиамперметр на ток 100 мА, а к выходу стабилизатора +5 В — резистор сопротивлением 5 Ом на мощность рассеяния 5 Вт. Далее к выводам конденсатора C7 через резистор сопротивлением 510 Ом на мощность 0,5 Вт подключают источник постоянного напряжения 20 В и проверяют работу формирователя импульсов в соответствии с диаграммами рис. 2, проверяют форму напряжения на базах транзисторов VT1 и VT2 относительно их эмиттеров — она должна соответствовать нижней диаграмме на рис. 2. При необходимости надо подобрать резистор R4 или конденсатор C6 для получения необходимой частоты.

Не отключая источника +20 В, подключить сетевой вход блока питания к вторичной обмотке регулировочного автотрансформатора ЛАТР, включенного в сеть. Плавно повышая от нуля напряжение, необходимо следить за током преобразователя — он должен плавно повышаться, но быть не более 35 мА при напряжении 220 В. Если ток существенно больше или очень мал, необходимо найти ошибку в монтаже и исправить ее.

Далее можно отключить источник 20 В и проверить работу стабилизатора +12 В, нагрузив его на резистор сопротивлением 470 Ом на мощность рассеяния 0,5 Вт.

В процессе регулировки после отключения блока от сети следует разряжать конденсаторы C4 и C5, замыкая их резистором 300 Ом на 1 Вт.

Блок питания обеспечивает по цепи 5 В ток 1,2 А, по цепи +12 В — 25 мА. В то же время использованные в нем радиоэлементы позволяют собрать источник питания по крайней мере с втрое большей мощностью для питания дисковода 5,25″. Такой источник отличается от выполненного по схеме рис. 1 только выпрямителем и фильтром канала +12 В, собранным полностью по схеме канала +5 В с заменой микросхемного стабилизатора КР142ЕН5А на КР142ЕН8Б. Трансформатор T1 имеет данные, аналогичные описанному выше источнику питания. Трансформатор T2 намотан на таком же магнитопроводе, обмотка I содержит 100 витков провода ПЭЛШО 0,27, обмотка II — 2×7 витков ПЭВ-2-0,7, обмотка III — 2×13 витков ПЭВ-2-0,7.

В блоке использованы те же радиоэлементы, что и в описанном выше (C4 и C5 — К50-29), однако транзисторы VT1 и VT2 требуют подбора. При токе базы 13 мА и напряжении на коллекторе 3...5 В их ток коллектора должен быть не менее 400 мА.

Детали этого блока смонтированы на двух печатных платах размерами 97,5×62,5 мм каждая. Так же, как и в предыдущей конструкции, фольга на стороне установки радиоэлементов сохранена почти полностью и соединена с общим проводом. На первой плате (рис. 5) установлены все радиоэлементы, расположенные на схе-

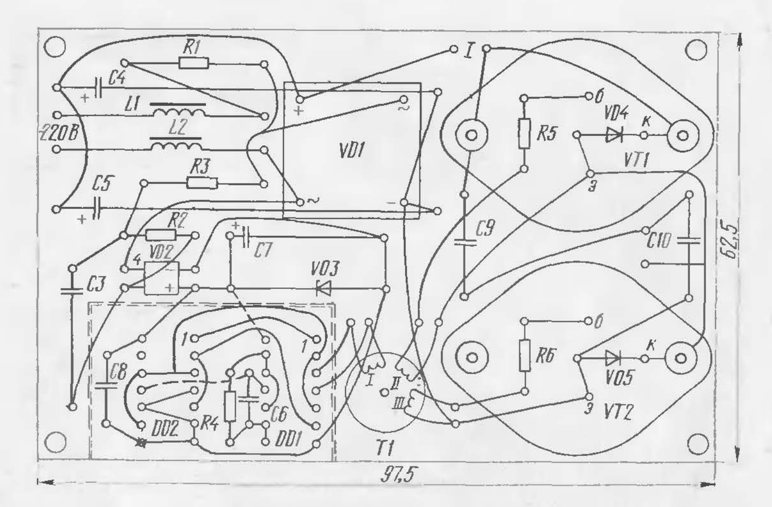


Рис. 5. Первая плата второго блока питания

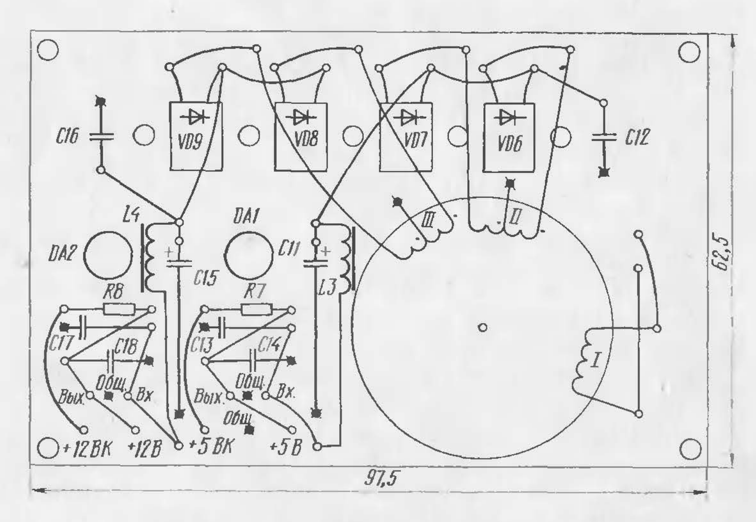
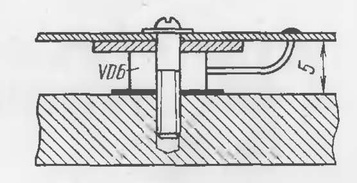


Рис. 6. Вторая плата второго блока питания

Рис. 7. Установка диодов КД212А на теплоотводе



ме рис. 1 левее трансформатора T2, на второй (рис. 6) — трансформатор T2, выпрямители и стабилизаторы, а также резисторы R7 и R8 для подключения двух светодиодов, индицирующих включение дисковода и наличие обоих питающих напряжений. Дроссели L3 и L4 смонтированы над конденсаторами C11 и C15. Вторая плата через дистанционные втулки с зазором 5 мм закреплена на задней стенке корпуса дисковода, являющейся теплоотводом с дополнительными ребрами на ширине 100 мм. На свободной от ребер части стенки установлены разъемы, выключатель и предохранитель. Первая плата при помощи резьбовых втулок установлена на расстоянии 22 мм от второй, а на расстоянии 26 мм от нее — коробчатый латунный экран, отделяющий блок питания от дисковода. Экран имеет вентиляционные отверстия в верхней горизонтальной части. Снизу блока питания экрана нет, он защищен дном кожуха дисковода. На экране установлены конденсаторы C1 и C2.

Платы соединены между собой электрически; в одну из них впаяны два штырька диаметром 1 мм от разъема ШР, в другую — два гнезда от того же разъема.

В этом источнике питания использованы выпрямительные диоды КД212А, установленные на общем теплоотводе через слюдяные прокладки (рис. 7). Они прижаты к нему печатной платой и пятью винтами М2,5 через стеклотекстолитовую прокладку толщиной 1 мм. Для диодов КД213А теплоотвод не требуется, но плату следует слегка переработать.

Блок питания обеспечивает ток: 1,2 А по цепи +5 В, 0,8 А по цепи +12 В и кратковременный (пусковой ток электродвигателя) 1,9 А по этой же цепи. Конструкция второго блока позволяет, доработав одну из плат, собрать необходимые источники питания на другие напряжения и токи. Учитывая большой запас по мощности в источнике по схеме рис. 1, можно уменьшить емкости конденсаторов C4, C5, C9, C10 в 2...3 раза.

АВТОМАТИКА И ЭЛЕКТРОНИКА В БЫТУ

МУЗЫКАЛЬНЫЙ СИГНАЛИЗАТОР ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

И. Останин, Е. Анисимов

Электронные звонки, часы-будильники, таймеры и многие другие устройства оснащаются музыкальными приставками. Но большинству из них присущи общие недостатки: ограниченный звуковой диапазон, небольшое время звучания мелодий и малое их количество. Существенно расширить возможности такой приставки можно, применив БИС ПЗУ (постоянное запоминающее устройство), принцип работы которой описан в [1].

Предлагаемый музыкальный сигнализатор воспроизводит восемь мелодий, каждая из которых продолжительностью по 16 с, минимальная длительность нот $^1/_{16}$ с, музыкальный диапазон три октавы (1-я, 2-я, 3-я). Выбор мелодии осуществляется тремя переключателями в двоичном коде. В устройстве используется репрограммируемое ПЗУ (РПЗУ) с ультрафиолетовым стиранием К573РФ2 или К573РФ5, обладающее объемом памяти 2 кбайта. Программирование ПЗУ производят с помощью промышленного программатора или программатора, совместимого с компьютером «Радио-86РК» [1].

Принципиальная схема музыкального сигнализатора приведена на рис. 1. Тактовый генератор на элементах DD1.1, DD1.2 вырабатывает импульсы с частотой 16 Гц, которые поступают в адресный счетчик на микросхемах DD2, DD3, а он последовательно адресует первые 256 байт ПЗУ DD4. Весь объем ПЗУ разбит на 8 блоков по 256 байт в каждом. Адресация 2-го блока памяти осуществляется переключателем SA1, 3-го блока — переключателем SA2, 4-го — одновременно переключателями SA1 и SA2 и т. д. Следовательно, выбор мелодии

Рис. 1. Принципиальная схема сигнализатора

происходит комбинациями переключателей SA1 — SA3 в двоичном коде.

Выбранный блок памяти будет считываться постоянно до выключения источника питания. Если требуется однократное воспроизведение мелодии, то с выхода Q3 счетчика DD3 через счетный триггер сигнал переполнения должен выключать питание устройства, останавливать тактовый генератор или сбрасывать в нулевое состояние адресный счетчик. При включении питания адресный счетчик обнуляется через цепочку C2, R2.

С выхода ПЗУ DD4 сигналы шести младших разрядов (D0 — D5) поступают в октавный делитель на микросхеме DD5, а двух старших (D6, D7) — в мультиплексор DD8 для коммутации октав. Октавный делитель DD5 делит частоту задающего генератора, собранного на элементах DD1.3, DD1.4, на коэффициенты, необходимые для получения 12 нот октавы. Эти коэффи-

циенты и соответствующие им двоичные коды на выходах D0 — D5 ПЗУ сведены в табл. 1.

Таблица 1

Нота	Коэффициент деления	Выходы ПЗУ DD4					
		D5	D4	D3	D2	D1	D0
Си	64/63	1	1	1	1	1	1
Ля-диез	64/59	1	1	1	0	1	1
Ля	64/56	1	1	1	0	0	0
Соль-диез	64/53	1	1	0	1	0	1
Соль	64/50	1	1	0	0	1	0
Фа-диез	64/47	1	0	1	1	1	1
Фа	64/44	1	0	1	1	0	0
Ми	64/42	1	0	1	0	1	0
Ре-диез	64/39	1	0	0	1	1	1
Ре	64/37	1	0	0	1	0	1
До-диез	64/35	1	0	0	0	1	1
До	64/33	1	0	0	0	0	1

Счетчик DD6 делит выходную частоту октавного делителя дополнительно на 10, что необходимо для выравнивания скважности выходных импульсов. С выхода микросхемы DD6 импульсы поступают на вход счетчика DD7 и делятся на 4, 8 и 16 для получения сигналов трех октав. На выходе Q1 микросхемы DD7 формируются сигналы 3-й октавы, на выходе Q2 — 2-й октавы, на выходе Q3 — 1-й октавы. Коммутация октав осуществляется мультиплексором DD8, который адресуется выходами D6 и D7 ПЗУ DD4 в соответствии с табл. 2.

Пользуясь табл. 1 и 2, можно составить шестнадцатиричные коды нот трех октав для программирования ПЗУ (табл. 3).

При составлении программ необходимо придерживаться следующих рекомендаций. Каждая мелодия должна занимать не более 256 байт. Длительность ноты определяется числом ячеек памяти, заполненных кодом этой ноты. Одна ячейка соответствует $^1/_{16}$ с. Если мелодия занимает меньше 256 байт, то до адреса FF программируемого блока все ячейки нужно заполнить кодом паузы 00.

Таблица 2

Выходы ПЗУ DD4		Выход DD8
7	6	
0	0	Пауза
0	1	3-я октава
1	0	2-я октава
1	1	1-я октава

Таблица 3

Нота 1-й октавы	Код	Нота 2-й октавы	Код	Нота 3-й октавы	Код
Си 1	FF	Си 2	BF	Си 3	7F
Ля-диез 1	FB	Ля-диез 2	BB	Ля-диез 3	7B
Ля 1	F8	Ля 2	B8	Ля 3	78
Соль-диез 1	F5	Соль-диез 2	B5	Соль-диез 3	75
Соль 1	F2	Соль 2	B2	Соль 3	72
Фа-диез 1	EF	Фа-диез 2	AF	Фа-диез 3	6F
Фа 1	EC	Фа 2	AC	Фа 3	6C
Ми 1	EA	Ми 2	AA	Ми 3	6A
Ре-диез 1	E7	Ре-диез 2	A7	Ре-диез 3	67
Ре 1	E5	Ре 2	A5	Ре 3	65
До-диез 1	E3	До-диез 2	A3	До-диез 3	63
До 1	E1	До 2	A1	До 3	61

Начальные и конечные адреса всех блоков памяти следующие:

1. 000 — 0FF 5. 400 — 4FF
2. 100 — 1FF 6. 500 — 5FF
3. 200 — 2FF 7. 600 — 6FF
4. 300 — 3FF 8. 700 — 7FF

По начальному адресу каждого блока также записывается код паузы 00.

Для примера в табл. 4 приведены программы двух мелодий: «Полонез» Огинского записан в 1-м блоке памяти (000 — 0FF), «Танец маленьких лебедей» Чайковского — во 2-м (100 — 1FF).

Для возможно точного воспроизведения мелодии частота задающего генератора (DD1.3, DD1.4) должна быть 80,83 кГц, а частота тактового генератора (DD1.1, DD1.2) — 16 Гц. Генераторы можно настроить и без частотомера.

Таблица 4

Адрес	Данные														
000	00	AA	AA	AA	AA	AA	AA	AA	00	A7	00	AA	00	AC	AC	AC
010	00	AA	AA	AA	00	A1	A1	A1	00	A1	00	FF	00	F8	F8	F8
020	F8	F8	F8	F8	00	A1	A1	A1	00	AA	AA	AA	00	AA	AA	AA
030	00	B8	B8	B8	B8	B8	B8	B8	00	AA	AA	AA	00	B2	B2	B2
040	00	AF	AF	AF	00	AC	AC	AC	AC	AC	AC	AC	00	A5	A5	A5
050	00	FF	BF	BF	BF	BF	BF	00	B8	00	B5	B5	B5	B5	B5	00
060	AC	00	AA	AA	AA	AA	AA	00	A5	00	AA	AA	AA	AA	AA	00
070	A5	00	A1	A1	A1	A1	A1	A1	A1	00	F8	F8	F8	00	FF	00
080	A1	00	FF	00	F8	00	FF	00	A5	00	AC	00	AA	00	A5	00
090	A1	00	FF	00	A1	00	F8	00	A1	00	AA	00	B8	00	61	61
0A0	61	61	61	61	61	00	B8	B8	B8	00	BF	00	61	00	BF	00
0B0	B8	00	BF	00	65	00	6C	00	6A	00	65	00	61	00	BF	00
0C0	B8	00	B5	00	B8	00	BF	00	B5	00	A5	AA	B5	BF	BF	BF
0D0	BF	BF	BF	BF	BF	00	A1	AA	B8	B8	B8	B8	B8	B8	00	00
0E0	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
0F0	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00
100	00	EF	00	00	A3	00	00	EF	00	00	A3	00	00	EF	00	00
110	A3	00	00	EF	00	00	A3	00	00	EF	00	00	B8	00	00	B8
120	00	00	B8	00	00	B8	B8	B8	00	B5	B8	BF	BF	00	B8	00
130	00	B5	B5	00	BF	BF	00	BF	00	00	BF	00	00	BF	BF	BF
140	00	B8	BF	63	63	00	BF	00	00	B8	00	00	63	00	00	6F
150	00	00	6C	00	00	63	63	00	F5	F5	00	A3	00	FF	00	F8
160	00	F5	00	F8	F8	00	63	00	00	6F	00	00	6C	00	00	63
170	63	00	F5	F5	00	A3	00	FF	00	F8	00	F5	00	F8	F8	00
180	63	00	00	63	00	00	63	00	00	63	00	00	63	00	00	6F
190	00	6A	00	65	00	63	00	BF	BF	00	63	63	63	63	63	00
1A0	65	65	65	65	65	00	BB	BB	BB	BB	BB	00	BF	BF	BF	BF
1B0	BF	00	BF	00	00	BF	00	00	BF	00	00	BF	00	00	BF	00
1C0	00	6A	00	65	00	63	00	BF	00	B8	B8	00	AF	00	00	B5
1D0	00	B8	00	BF	00	61	00	63	63	00	A3	A3	00	A5	00	A7
1E0	00	AA	00	AC	00	F8	A3	AF	AF	AF	AF	AF	AF	AF	AF	00
1F0	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00

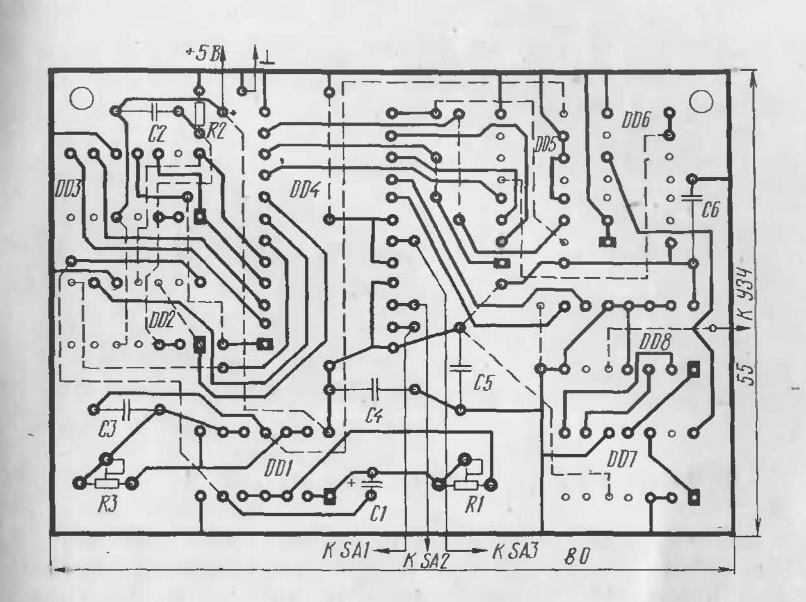


Рис. 2. Монтажная плата сигнализатора и размещение деталей на ней (штриховыми линиямн обозначены проводники со стороны установки деталей)

Задающий генератор настраивают без ПЗУ, при этом на выходе микросхемы DD8 должен быть сигнал, соответствующий ноте Си 1-й октавы. Делают это подстроечным резистором R3, подгоняя частоту генератора в унисон с любым музыкальным инструментом. Тактовый генератор настраивают с ПЗУ, длительность мелодии должна быть 16 с, что достигается подстроечным резистором R1.

Печатная плата показана на рис. 2. Микросхему ПЗУ DD4 обязательно устанавливают на контактной панельке. Подстроечные резисторы типа СП5-2, оксидный конденсатор C1 типа К50-6. Остальные детали могут быть любого типа. Блок питания должен быть рассчитан на ток нагрузки не менее 500 мА при напряжении 5 В.

Сигнал с выхода микросхемы DD8 подают на вход любого усилителя ЗЧ. Для придания сигнализатору более естественного звучания между ним и усилителем ЗЧ можно включить формирователь атаки и затухания

сигнала [2]. В этом случае при составлении программы после каждой ноты записывают код паузы 00, как это сделано в табл. 4.

Литература

1. Лукьянов Д., Богдан А. «Радио-86РК» — Программатор ПЗУ.— Радио, 1987, № 8, с. 21, № 9, с. 24.
2. Попов А. Приставка к «ФАЭМИ».— Радио, 1988, № 1, с. 36.

КАРМАННЫЙ ШАХМАТНЫЙ ТАЙМЕР ДЛЯ БЛИЦА

В. Чеботарев, Ю. Панченко

Шахматный таймер представляет собой электронные часы, в которых отсутствует непрерывная цифровая индикация текущего времени партнеров. Как показывает длительный опыт игры в блиц, такая индикация является совершенно излишней: при дефиците времени ходы делаются молниеносно, и внимание соперников настолько сосредоточено на игре, что они зачастую не замечают даже упавшего флажка, не говоря уже о контроле времени по цифровой шкале.

При игре в блиц весьма эффективной зарекомендовала себя система индикации времени при помощи четырех ярких точек-светодиодов; двух индикаторов времени (ИВ) и двух флажков (Ф), за состоянием которых можно следить боковым зрением, не отрывая взгляда от шахматной доски.

Зажигание «своего» ИВ сообщает играющему о том, что в данный момент ведется отсчет его времени, а часы противника остановлены. Мигание «своего» ИВ сигнализирует, кроме того, еще и о дефиците своего времени, т. е. о том, что до исчерпания лимита времени осталось менее чем, например, полминуты. Гашение «своего» ИВ сообщает играющему об остановке своих часов, а зажигание «своего» Ф сигнализирует об исчерпании лимита времени: «свои» часы останавливаются и блокируются безотносительно к состоянию часов противника.

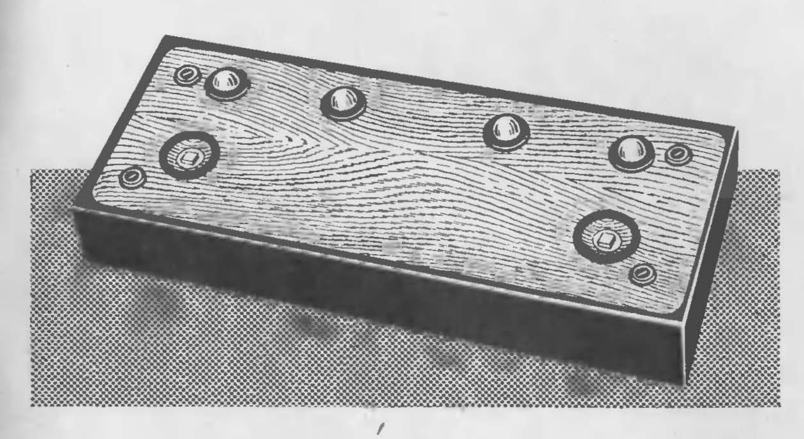


Рис. 1. Внешний вид таймера

К сожалению, в радиолюбительской литературе отсутствуют описания такого рода шахматных таймеров, эффективных в работе, надежных, экономичных и простых по конструкции. Авторы надеются частично компенсировать этот пробел описанием конструкции простого шахматного таймера, который легко умещается в кармане пиджака или внутри шахматной доски вместе с фигурами и который послужит надежным помощником любителям блица и дома, и в походе.

Внешний вид шахматного таймера показан на рис. 1. Размеры корпуса 142×55×20 мм, масса с батареей питания «Крона» не более 110 г, время непрерывной работы таймера около 25 ч. Расстояние между кнопками часов составляет 10 см, что близко к стандартному (11 см). Таймер выполнен на микросхемах серии К176.

Каждому играющему отводится стандартное для блица время — 5 мин, по истечении которого часы блокируются и зажигается соответствующий флажок Ф. Индикаторы времени начинают мигать (с частотой один раз за 1,17 с) за 37,5 с до истечения лимита времени.

Принципиальная схема таймера приведена на рис. 2, а временные диаграммы, иллюстрирующие его работу, на рис. 3. Генератор с повышенной стабильностью частоты [1], собранный на инверторах DD1.1 и DD2.1, формирует тактовые импульсы, поступающие через один из ключей DD1.2, DD1.3 на вход 16-разрядного двоич-

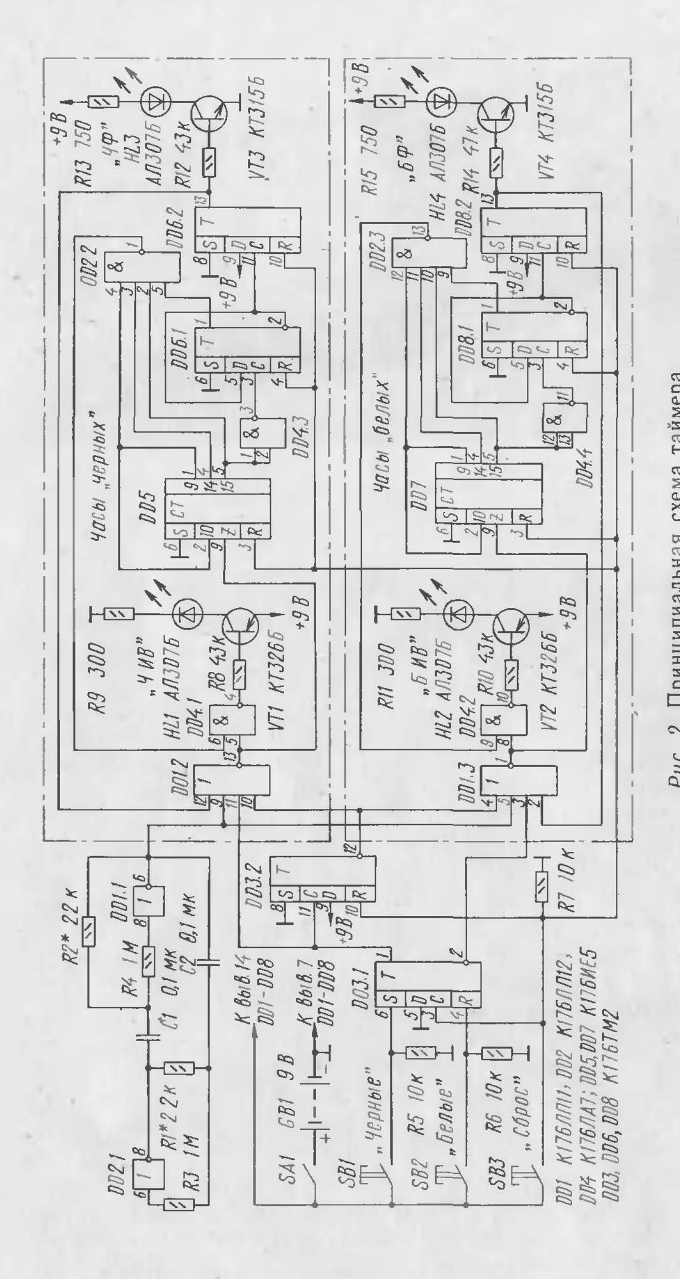


Рис. 2. Принципиальная схема таймера

ного счетчика соответствующих часов (DD5, DD6.1 или DD7, DD8.1), который имеет логику управления индикатором времени ИВ (DD4.1, DD2.2 или DD4.2, DD2.3). Какой именно из ключей — DD1.2 или DD1.3 будет открыт в некоторый момент времени, зависит от состояния управляющего триггера DD3.1, которое, в свою очередь, определяется положением контактов кнопок SB1, SB2. Триггер запуска DD3.2 является вспомогательным: совместно с управляющим триггером он производит запуск таймера и в дальнейшей работе устройства участия не принимает. Блокирующий триггер DD6.2 (DD8.2) запрещает прохождение тактовых импульсов на свой счетчик закрыванием ключа DD1.2 (DD1.3) в момент перехода счетчика через границу шестнадцатого двоичного разряда, при этом зажигается соответствующий светодиод-флажок (HL3 «ЧФ» или HL4 «БФ»).

Ошибка переключения, обусловленная возникновением лишних (не тактовых) фронтов при усечении тактовых импульсов ключами DD1.2, DD1.3 в моменты переключения часов, ничтожно мала, так как после ключей стоят счетчики с большим коэффициентом деления. Максимально возможная за партию из 100 ходов временна́я ошибка, эквивалентная уменьшению лимита времени для одного из партнеров по сравнению с другим, составит на 100 переключений $100/2^{16}$, или 0,15%, что, по крайней мере, на порядок меньше ошибки, вносимой разностью реакций партнеров. Реальная же ошибка переключения практически равна нулю, ибо усечение тактовых импульсов происходит попеременно на обоих ключах.

Сразу же после подачи питания выключателем SA1 начинает работать тактовый генератор, формирующий симметричный меандр (при $R1=R2$, $R3=R4$, $R3 \gg R1$) с частотой $F=1/(2{,}2R1C1)$, значение которой при лимите времени $T=5$ мин определяется как $F=2^{16}/T$ и составляет 218,5 Гц. Состояния триггеров микросхем DD3, DD6, DD8 и счетчиков DD5, DD7, а следовательно, флажков Ф и индикаторов времени ИВ, не определены.

Для приведения шахматного таймера в готовность необходимо нажать кнопку SB3 «Сброс». При этом 16-разрядные счетчики, образованные 15-разрядными делителями микросхем DD5, DD7 и дополнительными

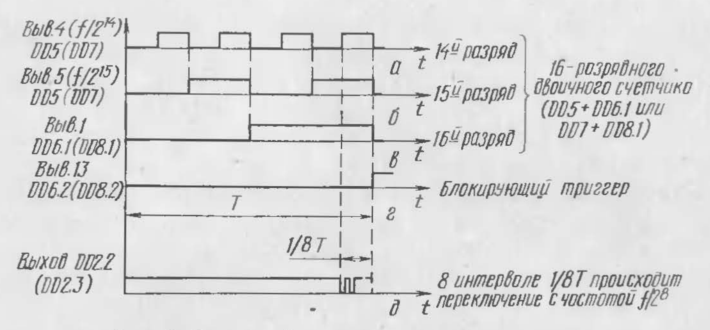


Рис. 3. Временные диаграммы работы таймера

триггерами DD6.1, DD8.1, обнуляются; блокирующие триггеры DD6.2 и DD8.2 уровнями логического 0 на инверсных выходах гасят флажки HL3 («ЧФ») и HL4 («БФ») и снимают со своей стороны блокировку ключей DD1.2, DD1.3; управляющий триггер DD3.1 и триггер запуска DD3.2 устанавливаются в нулевое состояние. При этом триггер DD3.2 логической 1 на инверсном выходе блокирует оба ключа DD1.2 и DD1.3, гася индикаторы времени HL1 («ЧИВ») и HL2 («БИВ»), а триггер DD3.1 со своей стороны дополнительно блокирует ключ DD1.3 «белых» часов и снимает блокировку с ключа DD1.2 «черных». В таком состоянии таймер останется до нажатия кнопки SB1 «Черные» (нажатие кнопки SB2 «Белые» состояние таймера не изменит).

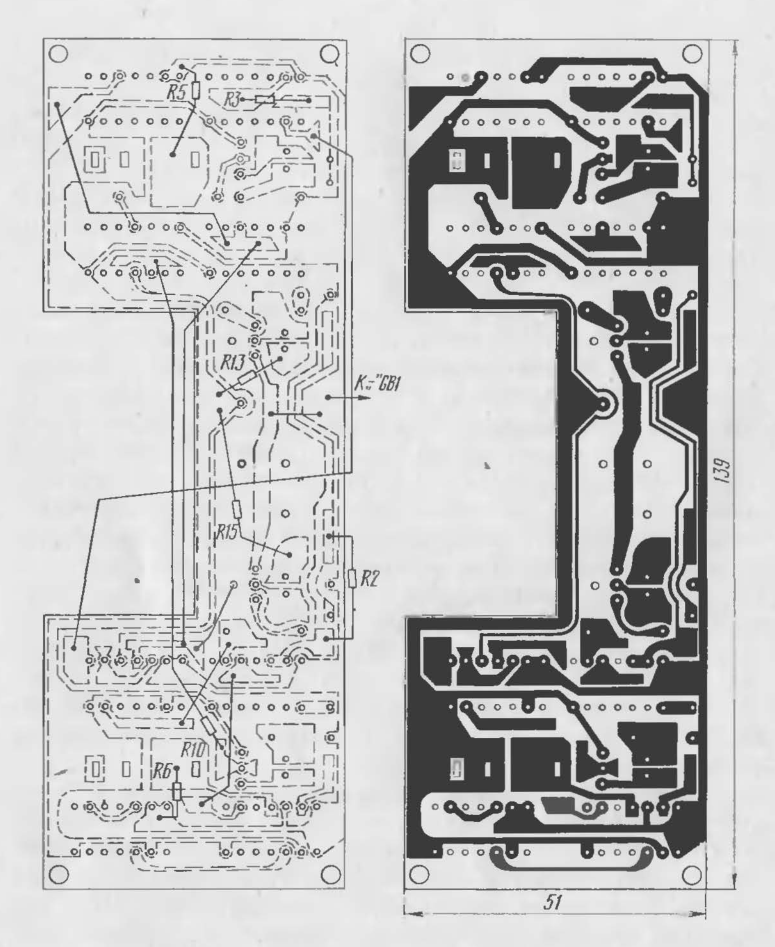
Для запуска таймера играющий черными фигурами нажимает свою кнопку SB1. При этом на прямом выходе управляющего триггера DD3.1 появится логическая 1, блокирующая прохождение тактовых импульсов на «черные» часы через ключ DD1.2 и переключающая триггер DD3.2; логический 0, появляющийся на инверсном выходе DD3.1, разрешает прохождение тактовых импульсов на «белые» часы через ключ DD1.3. Триггер DD3.2, в свою очередь, логическим 0 на инверсном выходе снимает блокировку с обоих ключей DD1.2, DD1.3 и остается в таком состоянии до нового нажатия кнопки SB3 «Сброс». В дальнейшем ключи DD1.2, DD1.3 контролируются только управляющим триггером DD3.1, а по истечении лимита времени соответствующего партнера закрываются своими блокирующими триггерами DD6.2, DD8.2. С выхода DD1.3 тактовый сигнал поступает на вход 8 элемента DD4.2 и вход Z счетчика

DD7. Загорается индикатор HL2 («БИВ»), сообщая о начале отсчета времени «белых».

Работу 16-разрядного счетчика и блокирующего триггера рассмотрим на примере «черных» часов. Старший разряд этого счетчика образован триггером DD6.1, а 15 младших разрядов — двоичным счетчиком DD5. Вентиль DD2.2 служит для управления «черным» индикатором времени HL1: он разрешает прохождение модулирующей свечение светодиода HL1 частоты $F/2^8$ с вывода 1 счетчика DD5 на вентиль DD4.1 только в том случае, когда на выводах 4 ($F/2$) и 5 ($F/2$) микросхемы DD5 и прямом выходе DD6.1 (в трех старших разрядах 16-разрядного счетчика) одновременно установлена логическая 1, что имеет место в течение последней $^1/_8$ части времени, отведенного каждому из партнеров (рис. 3, *а, б, в*). По окончании лимита времени, т. е. при переполнении 16-разрядного счетчика, при переключении инверсного выхода триггера DD6.1 из состояния логического 0 в состояние логической 1 срабатывает блокирующий триггер DD6.2 (рис. 3, *г*), который останавливает часы, запрещая прохождение тактовых импульсов через ключ DD1.2. При этом гаснет мигающий «черный» индикатор времени HL1 и зажигается «черный» флажок HL3. Переключить триггер DD6.2 из этого состояния в исходное можно только нажатием кнопки SB3 «Сброс».

Итак, запуск таймера осуществляется нажатием «черной» кнопки SB1, а далее каждый из партнеров, сделав очередной ход, нажимает «свою» кнопку, останавливая «свои» часы и гася «свой» индикатор времени. При этом запускаются часы противника и зажигается «его» индикатор времени, который либо мигает с частотой $F/2^8$ (если до исчерпания лимита времени осталось менее $^1/_8$ его части), либо светится непрерывно (в противоположном случае). По истечении лимита времени часы останавливаются и зажигается соответствующий светодиод-флажок. Для начала новой партии необходимо привести устройство в исходное состояние нажатием кнопки SB3 «Сброс».

Поскольку блокирующий триггер (DD6.2 или DD8.2) каждого канала останавливает свои часы независимо от состояния аналогичного триггера другого канала, возможен случай, когда светодиоды-флажки обоих партнеров зажигаются почти одновременно. Это вполне до-



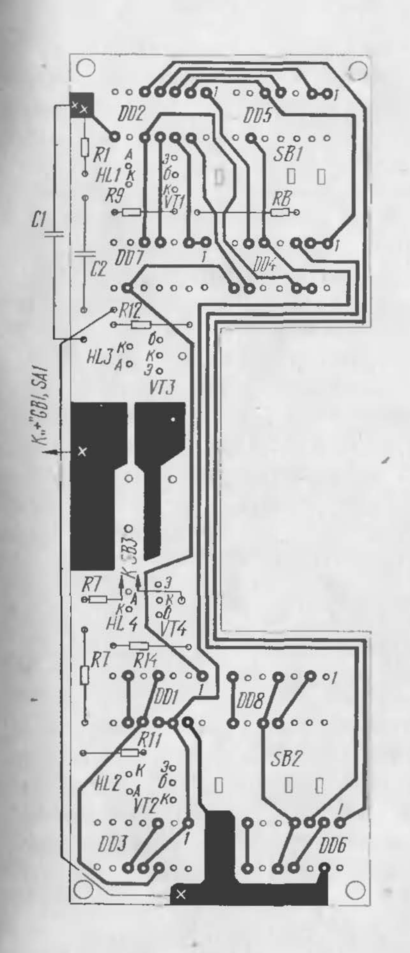


Рис. 4. Печатная плата и соединения деталей на ней

пустимо, и в этом случае, согласно правилам блица, фиксируется ничейный результат партии.

Таймер (см. рис. 1) собран на печатной плате размерами 139×51 мм (с вырезом под батарею «Крона») из двустороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 2 мм (рис. 4). Кнопки SB1, SB2 — микропереключатели МП12, кнопка SB3 — микропереключатель МП3, резисторы типа МЛТ-0,125. Выключатель SA1 штырьковый, самодельный. Он состоит из двух гнезд от разъема ШР, припаянных к плате соосно друг за другом. Хвостовые части гнезд удалены, а ободки отверстий ближайшего к корпусу гнезда слегка рассверлены. Цепь питания таймера замыкается штырьком от разъема ШР, проходящим в отверстия гнезд и удерживаемым их пружинами. При выключении таймера штырек вынимают и хранят в дополнительном гнезде, припаянном к плате за хвостовую часть. На внешний конец штырька наплавлена декоративная пластмассовая бусинка.

Микросхемы К176ТМ2 (DD5, DD7) можно заменить на К176ТМ1. Светодиоды могут быть любыми, желательно с жесткими выводами (для облегчения монтажа); свечение их должно быть достаточно ярким при токе 5...7 мА. Транзисторы VT1...VT4 — любые в миниатюрном корпусе и с коэффициентом передачи тока, обеспечивающим достаточную яркость свечения применяемых светодиодов при токе базы транзистора 0,1 мА. Сведения о цоколевке используемых микросхем имеются в [1], транзисторов — в [2], светодиодов — в [3].

Корпус таймера представляет собой доработанную пластмассовую коробку из-под домино. На верхней панели корпуса просверлены отверстия под установленные на плате светодиоды HL1...HL4 и кнопки SB1, SB2. Отверстия под кнопку SB3 и выключатель SA1 находятся на задней боковой стенке корпуса, а под дополнительное гнездо, предназначенное для хранения замыкающего штырька,— на левой боковой стенке.

Снизу корпус закрыт тонкой стеклотекстолитовой пластиной размерами 139×51 мм с четырьмя отверстиями по углам, раззенкованными под коническую головку винта М3. Отверстия крышки находятся точно напротив четырех крепежных отверстий печатной платы, а с внутренней стороны крышки соосно отверстиям подклеены четыре пластмассовых шайбы высотой 5...6 мм. По углам корпуса приклеены четыре столбика из оргстекла высотой 8 мм с резьбой под винт М3. Монтажная плата зажимается между столбиками корпуса и шайбами крышки, при этом обеспечивается также и фиксация проходящей в вырез платы батареи «Крона» между верхней панелью и крышкой корпуса.

Налаживание таймера сводится к точной подстройке частоты тактового генератора подбором резисторов R1, R2 и, возможно, конденсаторов C1, C2.

В заключение отметим, что таймер может задавать произвольный лимит времени T. Это время, отводимое каждому из партнеров, определяется только частотой тактового генератора. Если, например, лимит времени должен составлять $T=3$ мин, то частота тактового генератора должна быть $F=2^{16}/T=364{,}1$ Гц, что достигается при $R1=R2=12...13$ кОм и $C1=C2=0{,}1$ мкФ. При этом индикаторы времени HL1, HL2 начинают мигать с частотой $F/2^8=1{,}42$ Гц за $T/8=22{,}5$ с до истечения лимита времени.

Литература

1. Шило В. Л. Популярные цифровые микросхемы.— М.: Радио и связь, 1988, с. 204, 216, 218, 236.
2. Полупроводниковые приборы. Транзисторы./Под ред. Горюнова Н. Н., изд. 2-е, перераб.— М.: Энергоатомиздат, 1986, с. 175, 422.
3. Полупроводниковые приборы. Диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы./Под ред. Горюнова Н. Н., изд. 3-е, перераб.— М.: Энергоатомиздат, 1987, с. 693.

ЦИФРОВОЙ СПИДОМЕТР ДЛЯ ВЕЛОСИПЕДА

В. Рябенков

Принцип измерения скорости описываемым спидометром основан на подсчете числа импульсов, наведенных в датчике спицами вращающегося колеса велосипеда за определенное время. Для индикации скорости используются светодиодные семисегментные индикаторы с малым током потребления. Спидометр позволяет на месте корректировать время измерения импульсов при установке спидометра на велосипеды различных конструкций.

Основные технические характеристики

Пределы измерения скорости, км/ч	0...99
Длительность одного цикла измерений, с	0,2...0,25
Ток потребления устройства без индикации, не более, мА	1
Ток потребления двухразрядного индикатора, не более, мА	15
Основная погрешность измерения, не более, %	2

Принципиальная схема спидометра изображена на рис. 1, а на рис. 2 приведены временные диаграммы его работы. Импульсы с датчика BR1, наведенные в нем спицами вращающегося колеса, поступают на вход усилителя-ограничителя DA1. С его выхода положительные импульсы поступают на входной вывод 1 элемента DD1.1, выполняющего функцию формирователя отрицательных импульсов (рис. 2, *а*), по фронту которых цепочка C5R9 формирует узкие (длительностью 7 мкс) счетные импульсы (рис. 2, *б*), поступающие далее на вход 6 элемента DD1.2. Первый положительный импульс (рис. 2, *в*), сформированный цепочкой C6R10 из положительного

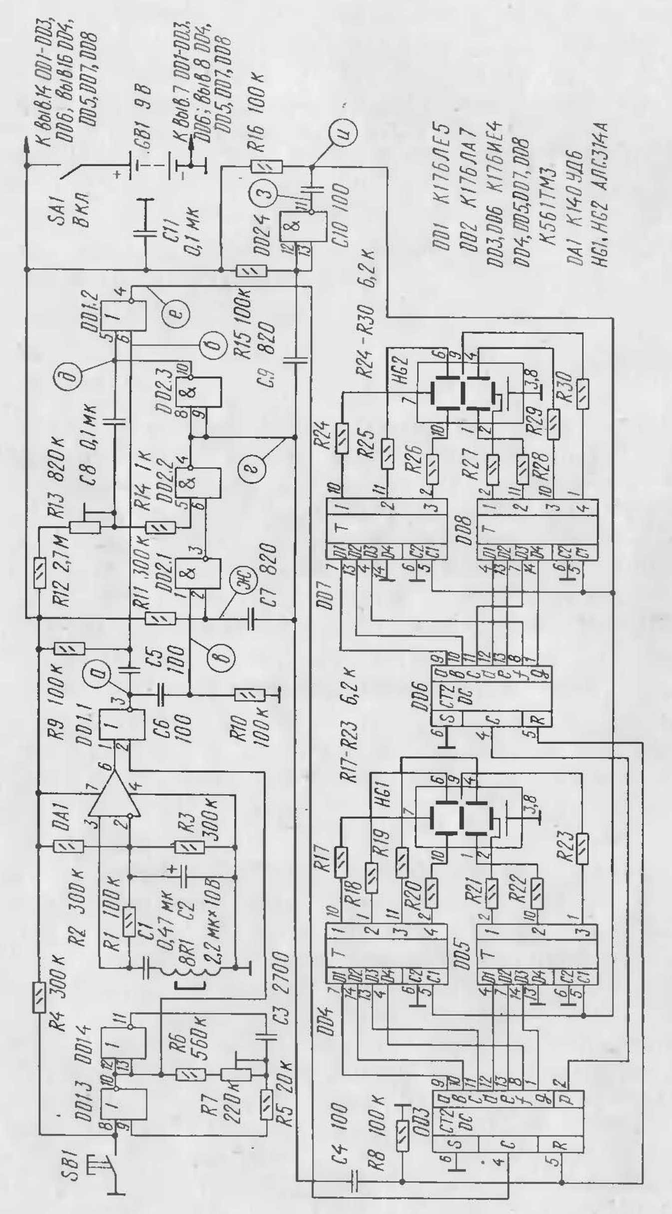


Рис. 1. Принципиальная схема спидометра

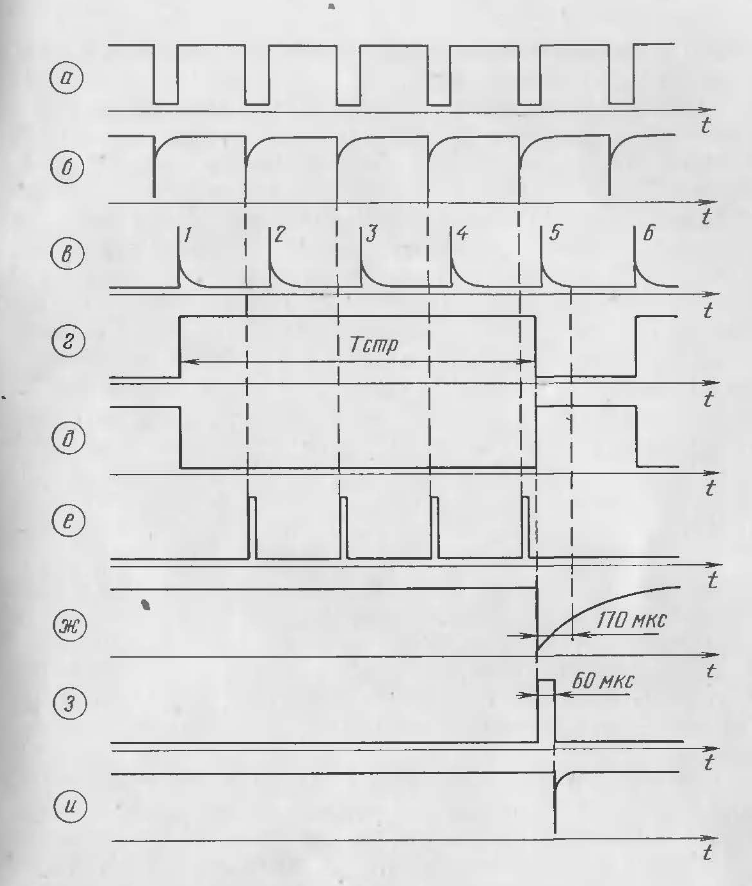


Рис. 2. Временные диаграммы работы спидометра

перепада исходных импульсов, инвертируется элементом DD2.1 и его выходной сигнал запускает формирователь импульса разрешения счета (стробирующего), собранный на элементах DD2.2, DD2.3, конденсаторе C8 и резисторах R12, R13. Длительность стробирующего импульса $T_{стр}$ (рис. 2, *г*) определяется параметрами C8, R12, R13: $T_{стр} \approx 0,7\,(R12+R13)\,C8$. Изменяя сопротивление подстроечного резистора R13, можно установить длительность стробирующего импульса (время счета $T_{сч}$) в пределах 0,18...0,25 с. Импульс разрешения счета подается на вход 5 селектора DD1.2 и раз-

решает прохождение счетных импульсов на вход счетчика DD3.

Дифференцирующая цепочка C4R8 формирует положительный импульс обнуления счетчиков DD3, DD6 (длительность импульса 7 мкс) в начале каждого стробирующего импульса. С выходов этих счетчиков двоичный код числа подсчитанных импульсов поступает на регистры памяти, выполненные на микросхемах DD4, DD5, DD7 и DD8. После окончания счета выходной код счетчиков записывается в регистры отрицательным импульсом (рис. 2, *и*), сформированным цепочкой C10R16 и задержанным относительно окончания стробирующего импульса на время (около 60 мкс), определяемое номиналами R15, C9. Это время выбрано значительно бо́льшим времени задержки распространения в элементе DD1.2 и счетчиках DD3 и DD6. Кроме того, в момент окончания счета цепочка C7R11 формирует отрицательный импульс (рис. 2, *ж*) на входе 2 элемента DD2.1, запрещающий прохождение следующего запускающего импульса (на рис. 2, *в* — импульс 5) на вход формирователя стробирующего импульса. Длительность импульса запрета (100 мкс) должна быть больше суммарной длительности импульса записи кода счетчика в регистр (7 мкс) и времени задержки этого импульса (60 мкс) относительно окончания стробирующего импульса.

Следующий цикл измерения (следующий стробирующий импульс) запускается первым после импульса запрета положительным импульсом на входе 1 элемента DD2.1 (на рис. 2, *в* — импульс 6). Регистры DD4, DD5, DD7, DD8 запоминают выходной код счетчиков до следующего импульса записи. Этот код уровней логических напряжений через резисторы R17 — R30 поступает на соответствующие сегменты светодиодных индикаторов HG1 и HG2. Резисторы R17 — R30 ограничивают ток через сегменты индикаторов до 1 мА. Яркость свечения индикаторов при этом вполне достаточна для наблюдения при дневном свете. При необходимости яркость можно увеличить, уменьшив сопротивления этих резисторов, но в этом случае уменьшается время работы источника питания GB1.

На логических элементах DD1.3 и DD1.4 собран генератор импульсов, определяющих длительность времени счета. В зависимости от конструкции колеса ве-

лосипеда для отображения на индикаторе скорости в км/ч время счета $T_{сч}$ в секундах можно определить по следующей формуле:

$$T_{сч}=3{,}6\pi \frac{2R}{K}=22{,}6 \frac{R}{K},$$

где R — радиус колеса под нагрузкой (м), K — число спиц в колесе.

Практически для всех велосипедов $T_{сч}=0{,}18...0{,}25$ с.

При нажатии на кнопку SB1 генератор начинает вырабатывать сигнал, поступающий далее на вход 2 элемента DD1.1 с частотой, определяемой параметрами R6, R7, C3. Период колебаний $T\approx1{,}8$ (R6+R7) C3. Частоту следования импульсов устанавливают подстроечным резистором R7 такой, чтобы при максимально необходимом времени счета (0,25 с) на индикаторе высвечивалось число 99. Эта частота $F=99/0{,}25=$ $=396$ Гц. Счет числа импульсов генератора происходит аналогично счету импульсов от спиц.

При перестановке спидометра с одного велосипеда на другой сначала определяют необходимое время счета $T_{сч}$ и, нажав кнопку SB1 и перемещая движок резистора R13, получают на индикаторе число N, которое определяется из выражения:

$$N=396T_{сч}=8950 \frac{R}{K}.$$

В спидометре использованы резисторы МЛТ-0,125, подстроечные резисторы R7, R13 типа СП3-22а, тумблер SA1 типа МТ1 или П1Т1-Т, кнопка SB1 типа КМ1-1. Конденсатор C1 — керамический типа КМ или оксидный с малым током утечки (К53-1), C2 типа К53-1. Конденсаторы C3 и C8 должны быть высокостабильными, C3 — керамический с нормированным значением ТКЕ в диапазоне от П100 до М150, C8 — металлопленочный или металлобумажный типа К73-17, МБМ и др. Нежелательно, но возможно в качестве C8 использовать оксидные конденсаторы с малым током утечки (К53-1 и т. п.), а также керамические с группой по ТКЕ не хуже Н30. Применение оксидных и керамических конденсаторов с большой температурной зависимостью (до 30%) возможно при периодической (связанной с изменением погодных условий) коррекции времени счета вышеуказан-

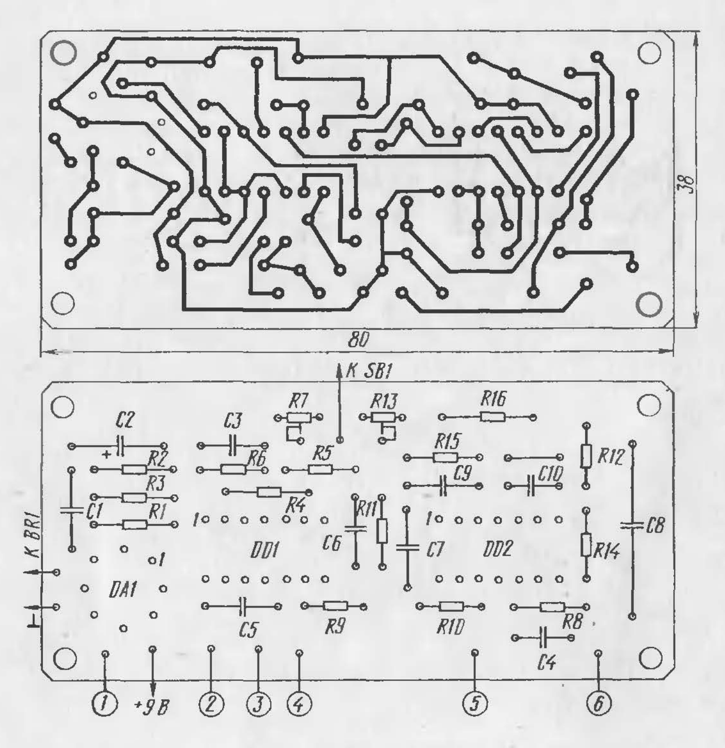
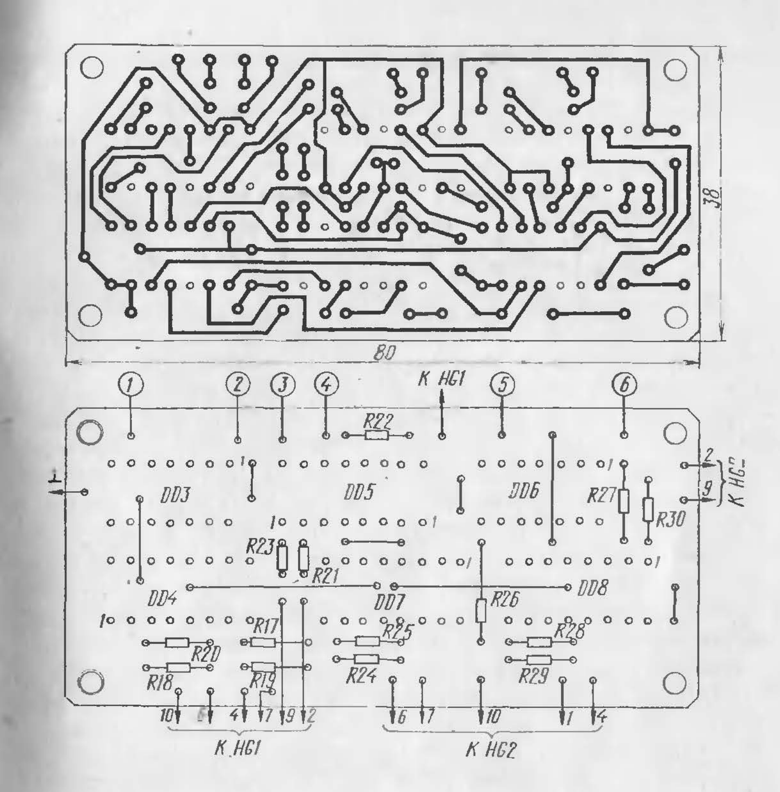


Рис. 3. Печатные платы и размещение деталей иа них

ным способом. Все остальные конденсаторы КМ4 или КМ5.

Вместо операционного усилителя К140УД6 (DA1) можно использовать К140УД7, К140УД12 или К153УД2, К140УД14 с корректирующим конденсатором емкостью 10 пФ между 1 и 8 выводами, а также другие операционные усилители с соответствующими цепями коррекции. Вместо каждой микросхемы К561ТМ3 (DD4, DD5, DD7, DD8) с четырьмя D-триггерами можно использовать две микросхемы К176ТМ1 или К176ТМ2 с двумя D-триггерами. При этом входы R и S (выводы 4 и 10 для К176ТМ1 и выводы 4, 10, 6, 8 для К176ТМ2) соединяют с общим проводом, а тактовые входы C1 и C2 (выводы 3 и 11) — с цепочкой R16C10. Входы и выходы триггеров подключают аналогично К561ТМ3.



Источником питания спидометра служит батарея «Крона».

Все детали спидометра смонтированы на двух печатных платах из одностороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Чертежи плат и соединения деталей на них приведены на рис. 3. Штриховыми линиями обозначены соединения проводом. Платы скрепляют между собой в блок деталями внутрь с помощью четырех втулок с резьбой М3 длиной 18 мм и шести винтов М3. Расположение плат в корпусе должно быть таким, чтобы точки выводов с соответствующими номерами на платах были напротив друг друга. Эти точки соединяют проводниками. Первую из этих плат крепят четырьмя винтами, а вторую — двумя винтами в отверстия, обведенные на рис. 3 двойными линиями. Другие

отверстия предназначены для крепления блока плат к основанию корпуса спидометра.

Датчик BR1 изготовлен из малогабаритного электромагнитного реле типа РЭС-10, что позволило установить спидометр даже на детских велосипедах «Дружок». Для повышения чувствительности датчика желательно использовать для него реле с возможно бо́льшим числом витков обмотки (паспорт РС4.524.300 или РС4.524.301).

Дюралюминиевый корпус используемого реле развальцовывают и удаляют. Удаляют также контактную группу, якорь и другие ненужные для датчика детали. На основании реле с наружной стороны оставляют только четыре крайних вывода, а центральный убирают. К ярму *1* (рис. 4) клеем «Суперцемент», ПВА или эпоксидным приклеивают магнит *4* (от компрессора для аквариума типа ВК-1 или от магнитной защелки для дверей), предварительно обрезанный до размеров 12×8×5 мм алмазным диском или другим инструментом. Бортики основания реле *3* стачивают, а его корпус *2* укорачивают так, чтобы электромагнит реле свободно входил в него до упора и края корпуса были вровень с наружным краем основания. Щели между корпусом и основанием или все пространство между корпусом и датчиком заполняют эпоксидной смолой.

Далее из одностороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 2...3 мм вырезают пластину *6* и сверлят в ней четыре отверстия диаметром 1 мм под выводы датчика. Резцом со стороны фольги выделяют контактную площадку *5*. Вставляют датчик выводами в отверстия (один из выводов обмотки — в отверстие контактной площадки *5*), припаивают выводы, затем к выводам обмотки припаивают экранированный провод *7* (центральный провод — к площадке *5*). К двум другим выводам припаивают, слегка прижимая провод, крепежную скобу *8*. Все места пайки вместе с проводом заливают эпоксидной смолой и закрывают пластмассовой декоративной пластиной *12*. Крепежная пластина *9* и хомут *11* изготовлены из дюралюминия толщиной 2...3 мм. Профиль хомута определяет форма велосипедной вилки *10* переднего колеса.

Такой датчик при малых габаритах имеет чувствительность в 5 раз большую, чем изготовленный из телефона ТГ-7М [1].

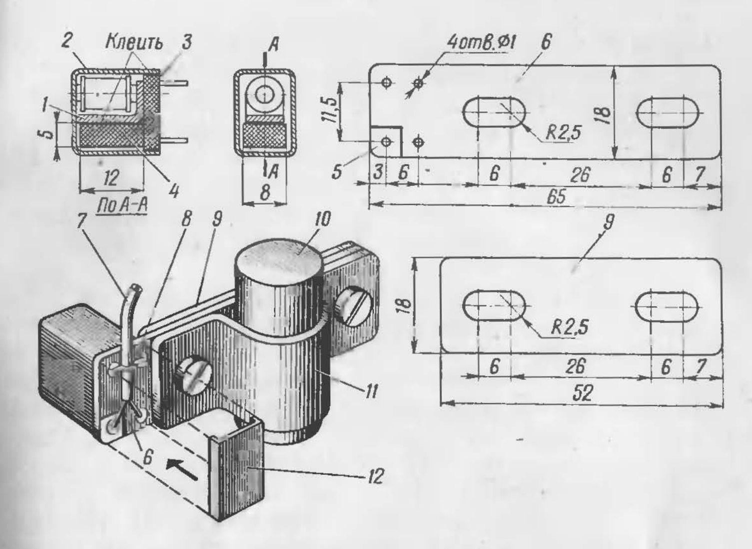


Рис. 4. Детали датчика:

1 — ярмо; *2* — корпус; *3* — основание реле; *4* — магнит; *5* — контактная площадка; *6* — пластина; *7* — экранированный провод; *8* — скоба; *9* — крепежная пластина; *10* — вилка велосипеда; *11* — хомут; *12* — декоративная пластина

Крепят датчик по возможности ближе к ободу колеса на расстоянии 5 мм от ближнего к датчику ряда спиц. Ось *АА* датчика должна быть параллельна радиусу колеса.

Размещение деталей спидометра в корпусе показано на рис. 5. Сам корпус склеен из пластмассовых пластин толщиной 3 мм дихлорэтаном (или другим специальным клеем с соблюдением мер предосторожности). Внешние размеры корпуса 94×80×32 мм. К его основанию приклеивают боковые стенки и переднюю панель *4*. На передней панели просверливают 3 отверстия: для тумблера SA1 (поз. *9*), для кнопки SB1 (поз. *8*) и для индикаторов *6*. С внутренней стороны панели против отверстия для индикаторов приклеивают пластину *5* из прозрачного оргстекла, затем нефольгированной стороной к оргстеклу приклеивают эпоксидной смолой пластину *7* из фольгированного стеклотекстолита, на которой предварительно вытравливают рисунок для монтажа индикаторов и подпайки соединительных про-

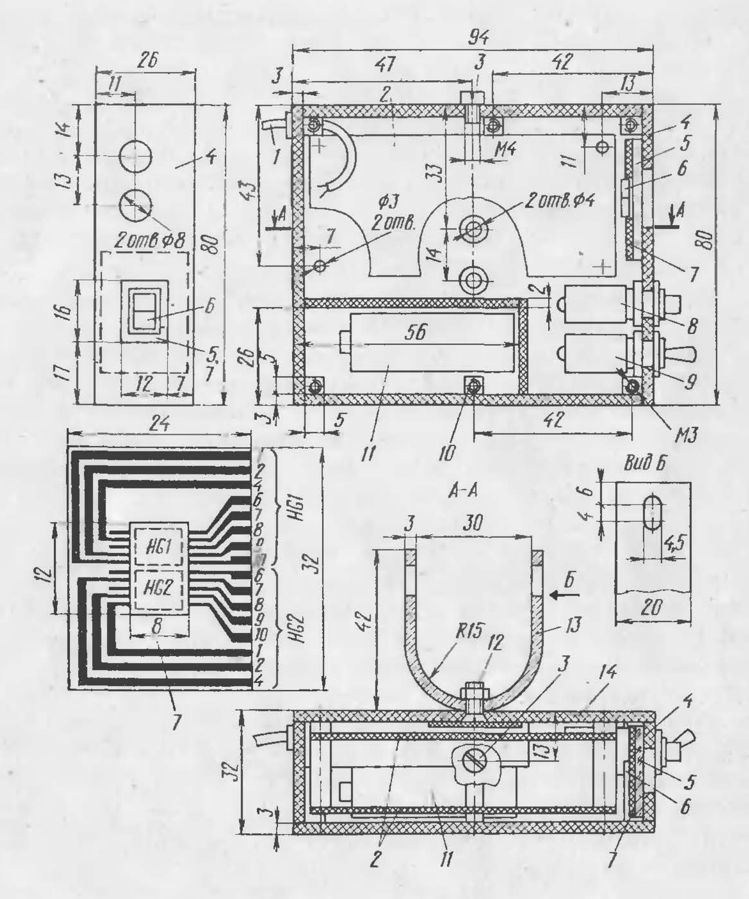


Рис. 5. Размещение деталей спидометра в корпусе:

1 — провод; *2* — блок плат; *3* — винт; *4* — передняя панель корпуса; *5* — пластина нз оргстекла; *6* — индикаторы; *7* — пластина из фольгированного стеклотекстолита; *8* — кнопка SB1; *9* — тумблер SA1; *10* — стойки; *11* — батарея «Крона»; *12* — крепежный винт; *13* — хомут; *14* — пластина из диэлектрнка

водников. К боковым стенкам и передней панели приклеивают стойки *10* с резьбовыми отверстиями М3 для крепления крышки корпуса. Место расположения батареи питания «Крона» *11* ограничивают бортики высотой 10...15 мм. В основании необходимо просверлить еще два отверстия диаметром 3 мм для крепления блока плат *2* и два отверстия диаметром 4 мм в центре — для хомута *13*, обеспечивающего крепление спидометра на руле велосипеда. Крепежные винты *12* закрывают пластиной *14* из диэлектрика.

Между блоком плат и основанием в местах соединения вставляют диэлектрические втулки высотой 3 мм. В задней стенке в углу в отверстие под угловой крепежной стойкой через резиновую втулку-уплотнитель проходит провод *1* от датчика, закрепленный внутри корпуса (можно предусмотреть разъемное соединение). На крышке по периметру приклеивают уплотняющую резиновую прокладку из ленточной резины толщиной 0,5...1 мм. Через резьбовое отверстие М4 сбоку корпуса, закрытое винтом *3*, открывается доступ к резистору R13 регулировки времени счета.

Спидометр крепят на руле велосипеда с помощью хомута *13* и винта М4 с гайкой под удобным для наблюдения углом, предварительно проложив под хомут резиновую прокладку.

Настройка спидометра заключается в подгонке резистором R7 частоты генератора, равной 396 Гц, и последующей установке на индикаторе с помощью резистора R13 (при нажатой кнопке SB1) числа $N=396T_{сч}$ для необходимого времени счета (в секундах), определяемого по приведенной выше формуле.

Если на выходе 6DA1 (см. рис. 1) в статическом режиме появляется напряжение логической 1 вследствие разброса напряжения смещения используемого операционного усилителя, то необходимо увеличить сопротивление резистора R1 до получения на выходе 6 этого усилителя логического 0.

Погрешность измерения скорости может быть связана с температурной нестабильностью емкости конденсаторов С3, С8 и с изменением напряжения источника питания. При изменении напряжения с 9 до 8 В погрешность измерения должна быть не более 1,5%, а суммарная погрешность не более 2%.

СОДЕРЖАНИЕ

ДЛЯ НАРОДНОГО ХОЗЯЙСТВА

В. Кубышкин. Индикатор радиационной опасности 3

ИЗМЕРЕНИЯ

А. Ноздрачев. Графический генератор с цифровой индикацией частоты 7
Ю. Быковский. Расширение функциональных возможностей мультиметра ВР-11 27
М. Дорофеев. Генератор пилообразного напряжения 38
П. Алешин. Два источника питания 44

АВТОМАТИКА И ЭЛЕКТРОНИКА В БЫТУ

И. Останин, Е. Анисимов. Музыкальный сигнализатор электронных устройств 54
В. Чеботарев, Ю. Панченко. Карманный шахматный таймер для блица 60
В. Рябенков. Цифровой спидометр для велосипеда 69

Издание для досуга

Составитель *Виктор Гаврилович Борисов*

В ПОМОЩЬ РАДИОЛЮБИТЕЛЮ

Выпуск 115

Художественный редактор *Т. А. Хитрова*
Технический редактор *З. И. Сарвина*
Корректор *О. С. Назаренко*

ИБ № 5184

Сдано в набор 18.05.92. Подписано в печать 24.09.92. Формат 84×108 1/32. Бумага книжно-журнальная. Гарнитура литературная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 4,0. Усл. кр.-отт. 4,42. Уч.-изд. л. 3,99. Тираж 175 000 экз. Заказ 3109. Изд. № 2/г-590.

Ордена «Знак Почета» издательство «Патриот»,
129110, Москва, Олимпийский просп., 22.

Типография издательства «Самарский Дом печати».
443086, г. Самара, просп. Карла Маркса, 201.